

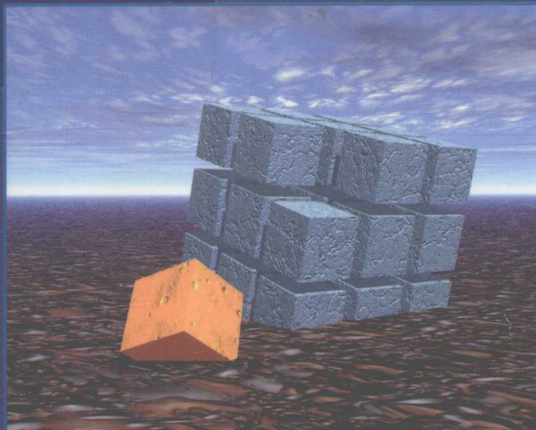
国际信息工程先进技术译丛



实现吉比特传输的60GHz无线通信技术

60GHz Technology for Gbps WLAN and WPAN: From Theory to Practice

Su-Khiong Yong
(美) Pengfei Xia 编著
Alberto Valdes-Garcia
邹卫霞 许方敏 等译







机械工业出版社
CHINA MACHINE PRESS

国际信息工程先进技术译丛

实现吉比特传输的 60GHz 无线通信技术

Su-Khiong Yong

（美）Pengfei Xia　编著

Alberto Valdes-Garcia

邹卫霞　许方敏　等译



机　械　工　业　出　版　社

本书全面介绍了目前60GHz无线通信的关键技术，包括传播信道、波束赋形、模拟电路设计、射频架构等，并结合实际场景和系统的设计中的很多案例进行了分析。此外，本书结合国际标准化研究进展提供了最新的标准动向、监管问题、技术发展以及未来导向。

本书可作为系统工程师、IC设计人员、标准工程师/研究人员、供应商和消费制造商等的参考书。

图书在版编目（CIP）数据

实现吉比特传输的60GHz无线通信技术/（美）夏鹏飞（Xia，P. F.）等编著；邹卫霞等译. —北京：机械工业出版社，2012.12

（国际信息工程先进技术译丛）

书名原文：60GHz Technology for Gbps WLAN and WPAN: From Theory to Practice

ISBN 978-7-111-40130-8

Ⅰ.①实…　Ⅱ.①夏…②邹…　Ⅲ.①无线电通信－通信技术－研究　Ⅳ.①TN92

中国版本图书馆CIP数据核字（2012）第251932号

机械工业出版社（北京市百万庄大街22号　邮政编码100037）

策划编辑：张俊红　责任编辑：任　鑫

版式设计：霍永明　责任校对：肖　琳

封面设计：马精明　责任印制：张　楠

中国农业出版社印刷厂印刷

2013年1月第1版第1次印刷

169mm×239mm · 15印张 · 299千字

0 001—3 000册

标准书号：ISBN 978-7-111-40130-8

定价：69.80元

凡购本书，如有缺页、倒页、脱页，由本社发行部调换

电话服务	网络服务
社服务中心：(010)88361066	教材网：http://www.cmpedu.com
销售一部：(010)68326294	机工官网：http://www.cmpbook.com
销售二部：(010)88379649	机工官博：http://weibo.com/cmp1952
读者购书热线：(010)88379203	**封面无防伪标均为盗版**

译 者 序

在当前无线通信频谱资源越来越紧张，以及数据传输速率要求越来越高的必然趋势下，60GHz 技术凭借其高达数 GHz 的免许可传输带宽及高数据传输速率等诸多独有特性，以绝对传输优势脱颖而出，成为无线短距高速传输中最具应用潜力的技术，同时也成为无线通信领域最具前瞻性研究的新热点。目前，针对 60GHz 高速无线通信，国际上主要有 5 个标准，分别是 ECMA-387、IEEE 802. 15. 3c、Wireless HD、IEEE 802. 11ad 和 WiGig Alliance。我国也早于 2009 年在中国无线个域网（China WPAN，C-WPAN）标准工作组启动了相关标准的预研工作。2012 年 7 月 IEEE 802. 11 工作组根据我国提出的毫米波建议批准成立 IEEE 802. 11aj 任务组，旨在基于我国已批准的频段 59GHz ~ 64GHz 频段及正在申请的 43. 5GHz ~ 47GHz 频段，从物理（PHY）层、媒体访问控制（MAC）层和应用层角度全方位提出毫米波系统的总体要求，从而建立更加符合我国市场需求的毫米波标准。

作为最早出现的介绍 60GHz 无线通信的书籍之一，本书的作者都是从事 60GHz 国际标准物理层和 MAC 层的研究者，因此本书的主要特点是结合在无线局域网和个域网的国际标准研究进展和各国频率规划，突出 60GHz 技术存在的困难和挑战，并着重介绍了目前 60GHz 的演示系统架构和性能。

无论是对希望全面了解 60GHz 无线通信技术的读者，还是专门从事 60GHz 无线通信研究的科研人员，本书都是一本很好的参考书。

本书第 1 ~ 3 章由三星中国通信研究院的许方敏翻译，第 4 ~ 10 章由北京邮电大学泛网无线通信教育部重点实验室的邹卫霞负责翻译，参与翻译工作的还有实验室的博士研究生杜光龙、王一搏，和硕士研究生胡玉聪、崔志芳、张芳、王振宇、王桂叶、徐艳艳、帅晋、王珍、黄建、康丰源等同学，最后由许方敏负责校订。此外，还要感谢三星中国通信研究院的孙程君、郑旭峰、周雷等同事的帮助。

机械工业出版社的张俊红编辑负责本书的选题、翻译质量和进度的控制，以及翻译思想的指导，在此予以衷心感谢。

欢迎各位读者对本书提供反馈意见，我们希望读者能从本书中受益，也希望通过读者的意见来了解自己的不足。

译　者

原书前言

自从马可尼在1901年进行从英格兰的康沃尔向加拿大的纽芬兰实验的第一次无线电波横跨大西洋传输开始，无线通信经历了巨大的发展。如今，无线通信系统已经成为人们日常生活的组成部分，并且不断演进以提供更好的质量和用户体验。

毫米波技术是近年来涌现出来的新型无线技术中最重要的技术之一。虽然在几十年前就已经提出毫米波技术，但是在过去的五六年中，随着半导体硅处理技术和低成本集成解决方案的突破，才使得毫米波技术真正从商业前景成为现实技术。因此，毫米波技术已经引起了学术界、产业界和标准化组织的极大兴趣。在本书中，我们主要集中在60GHz无线系统，该频段的有效利用使得很多在低频段无法实现的某些新应用成为可能。

60GHz技术与目前的通信系统相比有很多优点。其中，最重要的优点是在全球范围内提供了至少5GHz的连续带宽。与分配在免授权频带内的超宽带（UWB）技术相比，60GHz频段更加连续，并且对功率的限制更少。事实上，60GHz频带的大量带宽是在历史上分配的最大免授权频带之一。大量的带宽就意味着巨大的容量和灵活性，因此60GHz技术十分适合于吉比特无线应用。60GHz射频器件较小的尺寸也使得在用户终端上实现多天线方案成为可能，因为在低频段很难在用户终端上部署较多的天线。与5GHz系统相比，毫米波系统的成形因子为5GHz系统的1/140，因此60GHz系统可以很容易地集成到消费电子产品中。

虽然具有上述优点，毫米波通信仍然面临着很多必须解决的挑战。本书概括了这些挑战，机遇和目前在实现60GHz系统各个层面上的解决方案。本书各章内容如下：

第1章介绍了60GHz技术。本章首先在发射功率、带宽和频谱效率等方面直接比较了60GHz技术和其他高数据传输速率的通信技术（例如UWB和IEEE 802.11n技术）。通过60GHz提供的吉比特数据传输速率已经可以实现一些在过去认为是很难实现的关键应用。然后介绍了世界范围内的管理规范和频率分配。最后，讨论了标准化的进展，并比较了这些标准的物理层特征。

第2章概述了60GHz信道建模，信道建模是60GHz无线通信系统可靠设计的基础。本章首先介绍了不同的建模方法以及这些方法在建模60GHz信道模型时各自的优缺点。然后讨论了大尺度和小尺度信道特征通用的建模架构，并且对参考文献中报道的信道结果进行了小结和全面的讨论。本章还讨论了用于多极化多天线系统的60GHz极化建模方法。最后提供了通用信道模型的信道参数，尤其是在IEEE

802.15.3c 和 IEEE 802.11ad 中使用的信道模型以及各自的局限性。

第 3 章阐述了射频的非线性以及在设计 60GHz 无线通信系统时必须考虑到的非线性行为模型。本章首先概述了传统的射频模拟前端结构以及传统结构在 60GHz 系统中的可用性，同时还介绍了传统结构可能带来的射频非线性。然后简述了功率放大器的模型，以及其对系统性能的影响。

第 4 章讨论了天线阵列波束赋形技术。通过波束赋形能够实现在 60GHz 非视距（NLOS）信道中实现 Gbit/s 的吞吐量。首先简要分析了 60GHz 信道，传输/接收波束赋形被证明是 60GHz 信道中必须使用的技术。对于传输/接收波束成形，天线训练/跟踪算法在对抗非视距信道的衰落方面非常关键。本章提出了两种天线训练/跟踪方法：第一种是用于自适应天线阵列的迭代天线训练和跟踪方法；另一种则是用于开关天线阵列的分而治之训练和跟踪方法。

第 5 章介绍了在 60GHz 实现吉比特传输的基带调制。我们考虑实现高频谱效率传输的两种主要方案：正交频分复用（OFDM）和单载波分组传输（SCBT）。第一部分简要介绍了 OFDM 技术，以及在设计 OFDM 系统时需要考虑的因素，同时还突出了在 60GHz 设计 OFDM 系统的难点。此外，还使用 IEEE 802.15.3c 音频、视频（AV）OFDM 系统作为研究的实例，讨论了在基带设计中的一些问题，包括未压缩视频通信、物理层平等和不等错误控制方案、比特交织和多路传输方案以及音视频 OFDM 调制。第二部分主要介绍了频域均衡（SC-FDE）的 SCBT 系统，该系统提供了从超低速率到超高速率传输的鲁棒性。该部分首先介绍了在 60GHz 中使用单载波技术，接着介绍了在 IEEE 802.15.3c 标准中采用的方案。本章还介绍了包括发射机和接收机设计、非线性影响和均衡设计等系统方面的内容。最后讨论了单载波接收机的信号处理技术，包括信号采集、信道联合估计、载频偏移的精同步和 I/Q 不平衡参数、均衡、跟踪和译码。

第 6 章介绍了在硅芯片上实现高数据传输速率 60GHz 无线电的方案、技术和取舍，包括射频前端、混合信号（模拟-数字）接口和数字基带集成电路。本章首先概述了实现 60GHz 系统可用的各种硅芯片技术，并分析各自的优缺点。考虑到无线系统的链路预算主要取决于接收机的噪声指数和传输机的 P_{1dB}，本章还归纳了目前的 60GHz 低噪声放大器和功率放大器。本章还介绍了单天线和多天线（相位阵列）系统的射频结构，并且分析了目前高速数-模、模-数转换器和调制器以及它们在吉比特系统中的应用。本章还讨论了单载波和 OFDM 调制射频设计中考虑的权衡因素和实现的准则。最后，本章展望了实现商业 60GHz 射频上存在的问题和挑战。

第 7 章介绍了单载波系统的硬件实现。首先给出了早期包括数字基带的单载波硬件实现案例，一个具有非相关检测，另一个是差分相关检测。接下来，讨论了如何实现更复杂的单载波系统来适合某个标准，例如 IEEE 802.15.3c。读者可以很

快地发现，一个合适的60GHz演示系统不仅是实现某个标准，而且还包括算法的研究，尤其是接收端的实现算法在实现强健的端到端60GHz系统中占据着重要的位置。

第8章阐述了在60GHz OFDM硬件演示系统中的考虑和设计问题。在引入了OFDM物理层和帧结构之后，给出了基带处理器架构和OFDM发射机和接收机的实现细节。尤其突出了60GHz无线链路演示和开发的OFDM演示器。最后简单地介绍了设计用于无线局域网的下一代OFDM演示系统和性能评估。

第9章讨论了60GHz通信系统的MAC层设计。MAC层在协调接入共享无线信道方面起着重要的作用。在60GHz无线网络中，在方向性传输时与载波监听、设备失聪以及设备发现的相关问题是媒体访问控制的主要问题。因此提出了很多技术来改善MAC层性能，包括大的分组包（上百千字节）、数据汇聚、分组ACK和自动请求重发（ARQ）。本章主要讨论为支持短距离未压缩视频流业务在设计60GHz MAC层时的考虑。最后本章给出了性能的研究。

第10章提出了60GHz通信系统未来的挑战和方向。

目　录

第1章　60GHz入门⊖

Su-Khiong（SK）Yong

1.1　什么是60GHz？

自从马可尼在1901年进行从英格兰的康沃尔向加拿大的纽芬兰实验的第一次无线电波演示实验（基于长波）开始，无线通信得到了迅猛发展。无线通信最初主要用于军事和船舶公司，然后迅速扩展到了商业用途，例如商业广播服务［例如短波、调幅（AM）和调频（FM）广播、陆地TV］，蜂窝电话和全球定位系统（GPS）、无线局域网（WLAN）和无线个域网（WPAN）。如今，这些无线通信系统已经成为人们日常生活的一部分，并且不断演进，以提供更好的服务和用户体验。最近出现的新兴无线技术之一是毫米波技术。请注意，毫米波技术已经在数十年前被提出，但是其最初主要用于军事应用。在过去的5~6年，随着半导体处理技术和低成本集成方案的成熟，毫米波技术已经开始得到学术界、产业界和标准化组织的广泛关注。广义上，毫米波技术包括在电磁波频谱30GHz~300GHz，对应波长为10~1mm[1]的技术，如图1-1所示。在本书中，我们主要关注60GHz无线电⊜，正如在1.3节中讨论的，60GHz使得很多在低频段无法实现的无线系统和新的应用成为现实。

⊖ 本章节在作者供职于三星电子公司时完成。

⊜ 除非特别申明，本书中60GHz和毫米波两者可以互换。

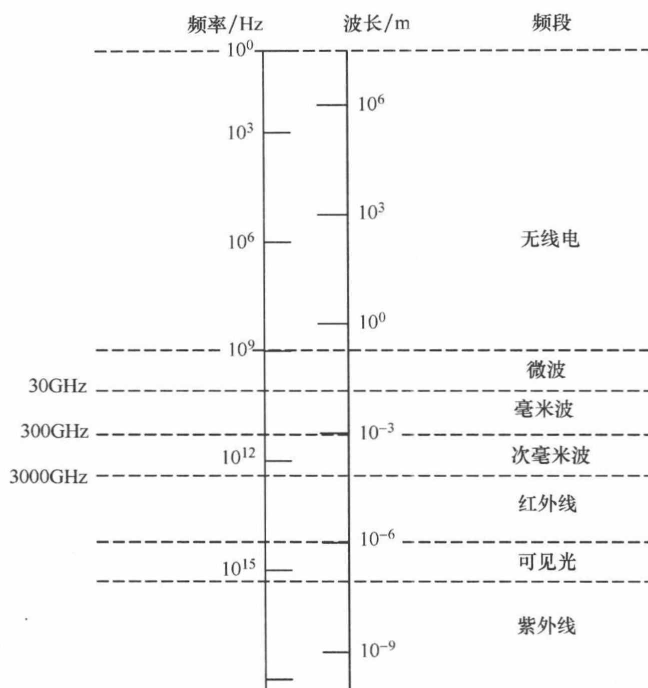


图1-1　电磁波频谱划分

1.2　与其他未授权频段系统的比较

60GHz技术与目前现有的通信系统相比具有很多优点[2]。近年来，对60GHz技术广泛关注最主要的原因之一是因为巨大的免授权频带带宽。如图1-2所示，在全球很多国家至少有5GHz连续的频带可用。与同样使用免授权频带的超宽带（UWB）技术相比[3]，60GHz技术的频带连续，并且对功率限制更少。由于UWB系统是共存系统，因此要受到严格的限制和不同的规定约束[4]。60GHz巨大的带宽是即将分配的最大一块免授权频带。巨大的带宽意味着潜在的容量和灵活性，从而使得60GHz技术尤其适合于吉比特无线应用（见1.3节）。

此外，与现有的WLAN和WPAN系统相比，60GHz管理规定允许使用更高的传输功率-有效全向辐射功率（EIRP）。表1-1比较了接近美国联邦通信委员会（FCC）管理限制的60GHz、UWB和802.11n典型系统。

虽然FCC规定允许的功率放大器输出功率是27dBm，但是60GHz的功率放大器输出功率一般限制在10dBm，因为在60GHz频段高效功率放大器的实现是十分困难的（见第3章更详细的介绍）。然而，高达40dBi的天线增益提高了允许的EIRP

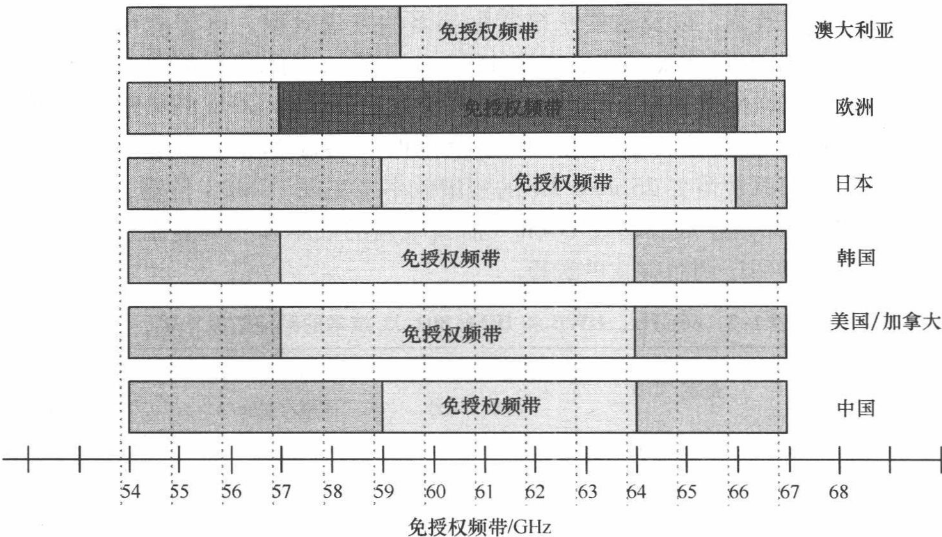


图 1-2 全球 60GHz 频带的频率分配和运营

表 1-1 典型 60GHz、UWB 和 802.11n 系统的输出功率、天线增益和 EIRP 输出的比较

技术	频率/GHz	功率放大器输出/dBm	天线增益/dBi	EIRP 输出/dBm
60GHz	57.0～66.0	10.0	25.0	35.0
UWB	3.1～10.6	-11.5	1.5	-10.0
IEEE 802.11n	2.4/5.0	22.0	3.0	25.0

限制。另一方面，根据 FCC 规定，UWB 系统必须满足严格的 -41.3dBm/MHz 功率频谱模板，因此 UWB 的 EIRP 限制在 -10dBm 的量级，这就造成 UWB 系统的设备只能工作在短距离和低功耗。与之相反，2.4GHz/5.0GHz 的功率放大器设计相对比较简单，因此可以达到比 60GHz 系统更大的功率。然而，由于工业、科学和医疗频带很拥挤，所以 EIRP 一般限制在 30dBm。从表 1-1 可以看出，60GHz 系统的 EIRP 大约是 IEEE 802.11n 的 10 倍，是 UWB 系统的 3 万倍。

在 60GHz 频段，需要有较高的传输功率来克服较大的路径损耗。较大的路径损耗对 60GHz 而言是一个缺点，这个特性也限制了 60GHz 只能在室内环境中工作。因此，60GHz 的有效干扰水平比其他工作在拥挤的 2.0GHz～2.5GHz 和 5.0GHz～5.8GHz 的系统要小得多。

60GHz 和 UWB 系统巨大的可用带宽也简化了这些技术的系统设计实现。由于带宽更大，因此可以用更低频谱效率的系统实现吉比特传输，从而降低成本和简化实现。表 1-2 给出了为了达到 1Gbit/s 传输，60GHz、UWB 和 IEEE 802.11 系统各

自所需要的频谱效率，以及这些系统实际部署的频谱效率。典型的60GHz系统只需要0.4bit/s/Hz的频谱效率就能实现1Gbit/s传输，因此使用简单的调制方式就能提供很高的数据传输速率。虽然UWB系统只需要2bit/s/Hz的频谱效率就能实现1Gbit/s传输，但是实际部署在1m的范围时其传输速率只能达到400Mbit/s。IEEE 802.11n等系统需要25bit/s/Hz的频谱效率来实现1Gbit/s传输，这就使得要把IEEE 802.11系统扩展到超过1Gbit/s需要很高的成本和实现复杂度。第4章更详细地介绍了60GHz调制方式的选择。

表1-2　60GHz、UWB和IEEE 802.11技术的频谱效率比较

技术	带宽/MHz	频谱效率@1Gbit/s/(bit/s/Hz)	目标数据传输速率/(Mbit/s)	所需频谱效率/(bit/s/Hz)
60GHz	2000	0.5	4000	2.0
UWB	528	2.0	480	1.0
IEEE 802.11n	40	25.0	600	15.0

此外，60GHz较大的路径损耗使得在室内环境下可以实现较高的频谱复用，从而可实现很高吞吐量的网络。60GHz射频器件较小的尺寸也使得在低频带较难实现的用户终端设备多天线方案成为可能。与5GHz系统相比，60GHz的成形因子约为1/140，因此可以很容易地集成到消费电子产品中。

虽然具有上面的一些优点，60GHz通信面临着一些亟待解决的问题。图1-3给出了一些WLAN和WPAN系统的数据传输速率和传输范围需求。

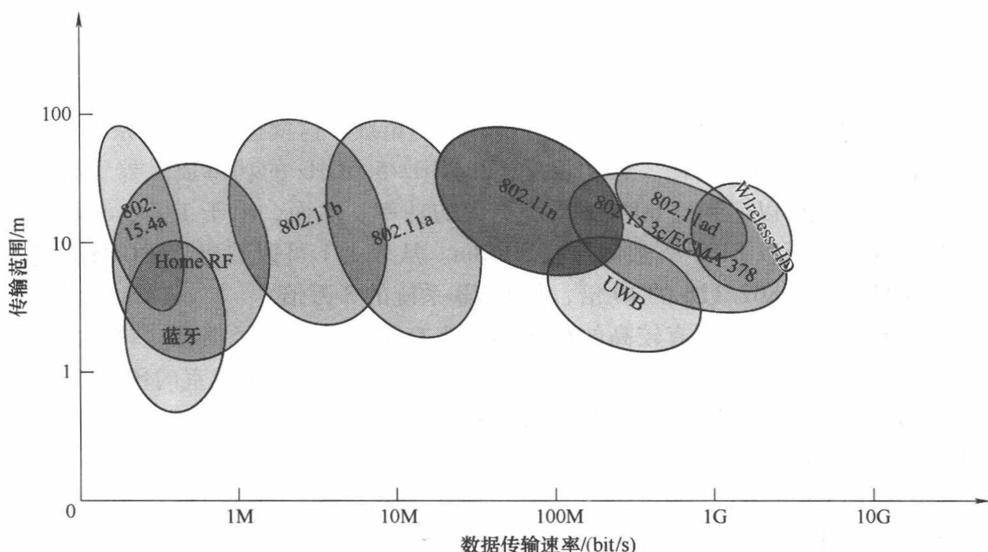


图1-3　WLAN和WPAN系统的数据传输速率与传输范围

由于需要与其他标准区分市场应用，60GHz 相关标准定位在提供吉比特数据传输速率，并且传输范围比 UWB 系统要大，但是比 IEEE 802.11n 系统要小的应用。典型的 60GHz 系统设计为在 20m 的传输范围内提供数吉比特的数据传输速率，从而能支持在 1.3 节列出的不同应用。在这种传输范围和数据传输速率下，提供足够的功率余量来确保可靠的通信链路对于 60GHz 系统来说也是非常重要的问题。此外，目前正在研究的信道延迟扩展是高速数据传输另一个限制因素。较大的信道延迟扩展除了限制均衡性能，还会导致系统复杂性增加（第 2 章中详细介绍了信道对 60GHz 设计上的影响，第 5 章介绍了信道对调制方式选择的影响）。

1.3 潜在应用

在全球大多数国家分配了 7GHz 的频带带宽，60GHz 无线电已经使得很多在低频段受限制的吉比特传输应用成为可能。包括以下室内应用：

1）取代电缆，用户可以通过无线方式享受与有线传输相同的传输质量与体验，可将未压缩高清（HD）视频流显示到远处的屏幕；

2）同步转发的文件传输，可以使得数吉字节的文件在数秒内完成传输；

3）可以允许多个外围设备（包括外部显示器）能连接到计算机，而不需要频繁插拔的无线扩展坞（Wireless Docking Station）；

4）无线吉比特以太网，允许双向传输数吉比特的以太网业务；

5）无线游戏，允许高质量的游戏性能和低延迟，从而获得更好的用户体验。

这些应用已经在很多标准和行业联盟里讨论过[5-9]。未压缩视频流是最具前景的应用之一，松下、LG 电子和东芝公司相关的基于 WirelessHD 规范的产品已经在市场上可以见到[5,10]。接下来，我们将简单介绍未压缩视频流应用的技术需求。根据逐行扫描分辨率和每行的像素大小，视频流所需的数据传输速率从数百 Mbit/s 到数 Gbit/s 不等。目前商用最大的高清电视（HDTV）的分辨率为 1920×1080，刷新率为 60Hz。考虑使用 RGB 视频格式（每个像素每个通道 8bit），所需的数据传输速率大约是 3Gbit/s，目前的 HDMI 1.1 规范已经支持该传输速率。在未来，预计在下一代 HDTV 中，每个通道需要更多的比特（每个色彩 10～12bit），使用更高的刷新率（90Hz，120Hz）来提高质量。数据传输速率预计将超过 5Gbit/s。表 1-3 总结了一些目前和未来 HDTV 规范所需的数据传输速率。此外，未压缩高清视频流是一种非对称传输，在上行和下行方向数据流速率相差较大。这种应用还需要很低的传输时延（10ms 左右）和很低的误比特率（低于 10^{-12}）以确保高清视频质量。

表1-3 HDTV标准的不同分辨率、帧速率和每个像素每个通道比特数所需的数据传输速率

每行像素	主动线数	每画面的帧速率	每像素每通道比特数	数据传输速率/(Gbit/s)
1280	720	24	24	0.53
1280	720	30	24	0.66
1440	480	60	24	1.00
1280	720	50	24	1.11
1280	720	60	24	1.33
1920	1080	50	24	2.49
1920	1080	60	24	2.99
1920	1080	60	30	3.73
1920	1080	60	36	4.48
1920	1080	60	42	5.23
1920	1080	90	24	4.48
1920	1080	50	30	5.60

1.4 世界范围内的规定和频率分配

本节讨论目前60GHz频带的全球管理和标准化现状。美国、日本、加拿大和澳大利亚的管理部门已经设置了60GHz的频带和管理限制，韩国和欧洲相关的工作正在进行中。

表1-4总结了一些国家的频率分配和主要的频率管理规定。注意，虽然在美国允许使用的最大传输功率是27dBm，实际的传输功率受到功率放大器能力的限制，即使是在单天线的情况下，一般的60GHz功率放大器的最大输出功率限制在约10dBm。

1.4.1 北美

在2001年，FCC分配了54GHz~66GHz频带的7GHz用于免授权用途[11]。在功率限制方面，FCC允许在离发射源3m处平均和最大功率密度分别为9和18，换算为平均EIRP和最大EIRP分别为40dBm和43dBm。FCC还规定了对于传输带宽大于100MHz的最大总传输功率为500mW。

表 1-4 不同国家的频带规划、传输功率限制、EIRP 和最大天线增益

区　域	免授权带宽/GHz	传 输 功 率	EIRP/dBm	最大天线增益/dBi
美国/加拿大	7.0	500mW 或 27dBm（max）①	40.0（ave）② 43.0（max）③	33.0（max）当使用 10.0dBm 发射功率时
日本	7.0④	10mW 或 10dBm（max）	58.0（max）	47.0
韩国	7.0	10mW 或 10dBm（max）	27.0（max）	17.0⑤
澳大利亚	3.5	10mW 或 10dBm（max）	51.7（max）	41.8
欧洲⑥	9.0	20mW	57.0（max）	30.0

① 对于带宽大于 100MHz。
② 根据 3m 处平均功率密度 $9\mu W/cm^2$ 换算。
③ 根据 3m 处平均功率密度 $18\mu W/cm^2$ 换算。
④ 最大允许带宽是 2.5GHz。
⑤ 所有设备必须每秒钟传输 Tx ID 码，对于天线增益 17dBi 用户手册必须加以声明。
⑥ 欧洲电信标准学会（ETSI）推荐；最小带宽为 500MHz。

设备必须遵循参考文献［11］§1.307（b）、§2.1091 和 §2.1093 中指定的射频辐射需求。在考虑到射频安全问题后，最大传输功率限制在 10dBm。此外，每个发射端必须在信号传输 1s 的间隔内至少传输一次发射端标识。必须注意在加拿大，由加拿大行业频谱管理和电信（IC-SMT）强制执行的 60GHz 管理规定[12]与美国的 60GHz 规定已经协调一致。

1.4.2 日本

在 2000 年，日本公共管理省、国内事务省和邮政电信省（MPHPT）发布了在 59～66GHz 频带内免授权使用 60GHz 无线电的管理规定[13]。54.25GHz～59GHz 频带分配用于授权用途。免授权使用的最大传输功率限制在 10dBm[14]，最大允许天线增益为 47dBi[15]。与北美不同的是，日本管理规定了最大的传输带宽不能超过 2.5GHz。而对射频辐射和发射机标识需求没有特别的规定。感兴趣的读者可以参阅参考文献［16］了解更多日本最新的管理规定。

1.4.3 澳大利亚

在日本和北美发布管理规定之后，澳大利亚通信媒体管理局（ACMA）

在2005年同样发布了60GHz管理规定[17]。但是只分配了3.5GHz带宽(59.4GHz~62.9GHz)用于免授权用途。最大传输功率和最大EIRP分别限制在10dBm和51.7dBm。工作在该频段的数据通信发射机只能部署在陆地和海岸。感兴趣的读者可以参阅参考文献［18］了解更多澳大利亚最新的管理规定。

1.4.4 韩国

在2005年6月，韩国广播协会成立了毫米波频率研究组（MFSG）[19]。MFSG推荐使用7GHz免授权频段（57GHz~64GHz），不限制应用类型。对于室内应用，最大传输功率为10dBm，与日本和澳大利亚一样，最大的允许天线增益为17dBi。而对于室外应用，在57GHz~58GHz和58GHz~64GHz传输功率限制在-20dBm和10dBm，最大允许天线增益为47dBi[20]。此外，使用57GHz~64GHz频段的任何设备必须每秒传输发射机识别码，从而让其他设备可以检测到并采取保护以避免故障，固定点对点系统例外。感兴趣的读者可以参阅参考文献［21］了解更多韩国最新的管理规定。

1.4.5 欧洲

欧洲电信标准学会（ETSI）和欧洲邮政与电信管理会议（CEPT）共同建立了部署免授权60GHz设备的合法框架。一般而言，59GHz~66GHz频段已经分配用于移动业务，没有特别的规定管理。CEPT推荐T/R 22-03暂时分配（稍后撤销）54.25GHz~66GHz频段用于陆地和固定移动系统[22]。

在2004年，欧洲无线通信委员会（ERC）考虑使用57GHz~59GHz用于不需要频谱规划的固定服务[23]。稍后，CEPT所属的电子通信委员会（ECC）推荐在64GHz~66GHz频段使用点对点固定服务[24]。之后ETSI提议ECC制定60GHz规定用于WPAN应用[25]。在这个提案中，60GHz频段中分配了9GHz用于免授权。图1-2给出了主要国家目前已经赞成和提议使用的频段合集。此外，最少500MHz的频段用于传输最大EIRP为57dBm的信号。对最大传输功率和最大天线增益则没有规定。

在2009年10月，CEPT推荐室外应用最大EIRP为25dBm，最大频谱功率密度为-2dBm/MHz，虽然不允许固定室外安装[26]。对室内应用，最大EIRP为40dBm，最大频谱功率密度为13dBm/MHz[26]。目前仍不清楚何时会出台最终的规定，但是目前的趋势正在推动60GHz技术的部署。感兴趣的读者可以参阅参考文献［27］了解更多欧洲最新的管理规定。

1.5 工业界标准化进程

第一个关于 60GHz 频带的国际工业标准是用于局域网和城域网的 IEEE 802.16d 标准[28]。但是，IEEE 802.16 标准是授权频带并且用于视距（LOS）室外通信，以解决最后 1km 问题。在日本，日本广播工业与商业协会（ARIB）发布了两个有关 60GHz 频带的标准，即 ARIB-STD T69[29] 和 ARIB-STD T74[30]。前者是用于特定低功率无线站的毫米波视频传输设备（点对点系统）的标准，后者是用于特定低功率无线站的毫米波超高速 WLAN 标准（点对多点系统）。这两个标准都覆盖了日本规划的 59～66GHz 频段。

近来，随着对 60GHz 无线电兴趣的与日俱增，成立了多个国际毫米波标准组织和行业联盟。在 2005 年 3 月，成立 IEEE 802.15.3c 工作组（TG3c）研究基于毫米波的物理层（PHY）技术用于 IEEE 802.15.3 WPAN 标准 IEEE 802.15.3—2003[31]。在 2006 年 8 月，ECMA TC-48（之前叫 TC30-TG20）开始对使用 60GHz 免授权频段的高速短距离通信的媒体访问控制（MAC）层和物理（PHY）层技术进行标准化，主要用于大量数据应用和多媒体流应用[7]。在 2006 年 10 月，一些主要的消费电子产品公司成立了 WirelessHD 联盟制定用于高速、高质量未压缩音频/视频（A/V）流应用的 60GHz 技术规范[5]。最近，在 2009 年 5 月成立的无线吉比特联盟（WiGig）正在制定 60GHz 无线技术的统一规范，以建立起针对不同应用的互通产品的全球生态系统[9]。在本节中，我们将简单介绍其中一些标准工作。

1.5.1 IEEE 802.15.3c

IEEE 802.15.3c 的物理层设计成支持在几米内传输数据，其最小数据传输速率为 2Gbit/s，可选的数据传输速率超过 3Gbit/s。这是第一个突出实现吉比特短距离无线系统的标准[31]。IEEE 802.15.3c 标准[31]在 2009 年 9 月被批准。该规范中定义了三种物理层技术，分别是单载波（SC）物理层、高速接口（HSI）正交频分复用（OFDM）物理层和音视频（AV）OFDM 物理层。之所以定义三种物理层技术，是由于不同的物理层技术在支持特定的应用所具有的优势决定的。SC 物理层设计支持低成本、低功耗移动设备；HSI 物理层用于低延迟、高速双向数据传输；而 AV 物理层是专门优化用于 AV 特定应用。表 1-5 归纳了 IEEE 802.15.3c 的关键物理层特征。

为了推动这些物理层模式的共存，定义了基于单载波 π/2 相移键控（BPSK）的低数据传输速率（25Mbit/s）公共模式信令（CMS）。皮网（Piconet）协调控制设备通过发送或接收 CMS 同步帧来避免两个或多个皮网互相干扰。对异构天线类型，这三种物理层模式都支持波束赋形。波束赋形利用两级机制来找到最优的发送

表 1-5 IEEE 802.15.3c 标准关键物理层特征小结

特征	SC-FDE	HSI OFDM	AV OFDM
调制星座图	BPSK，(G) MSK，QPSK，8PSK，16QAM	QPSK，16QAM 64QAM	QPSK，16QAM
数据传输速率	25.3Mbit/s ~ 5.1Gbit/s	31.5Mbit/s ~ 5.67Gbit/s	0.95 ~ 3.8Gbit/s
编码方式	Reed Solomon（里德·所罗门），LDPC	LDPC	Reed Solomon 和卷积码
支持 UEP	是	是	是
训练序列	Golay（格雷）码	Golay 码	M 序列 Barker-13 码片
波束赋形	是	是	是
使用带宽	1.782GHz	1.782GHz	1.76GHz（HRP） 92MHz（LRP）

和接收波束，从而实现高数据传输速率。此外，IEEE 802.15.3c 规定了支持未压缩视频传输的不平等错误控制（UEP）。UEP 可以通过物理层和 MAC 层来实现。在物理层，通过不同的信道编码和/或星座点映射，物理层中的 UEP 保护了子帧中的最高有效位（MSB）和最低有效位（LSB）。而在 MAC 层，通过使用不同的前向纠错和不同的调制编码方案，UEP 保护了由 MSB 子帧，LSB 子帧或两种子帧汇聚而成的数据帧。我们将分别在第 5 章和第 9 章详细介绍 UEP 在物理层和 MAC 层的实现。

1.5.2 ECMA 387

ECMA（欧洲计算机制造商协会）TC48 制定了用于短距离免授权通信的高速 60GHz 物理层、MAC 层和 HDMI（高清晰度媒体接口）PAL 的 ECMA 387 规范。第一版 ECMA 387 规范在 2008 年 12 月批准，接下来提交到 ISO（国际标准化组织）/IEC（国际电工委员会）JTC（联合技术委员会）1 快速过程在 2009 年年底把 ECMA 387 转化为 ISO/IEC 13156[32]。在 ECMA 387 中根据复杂性和功耗规定了三类设备（类型 A、B、C）。A 类表示最复杂、功耗较大的设备类型，即使在非视距情况下也能通过波束赋形来传输视频/数据。B 类设备表示复杂性和功耗中等的设备，主要是在视距情况下不使用波束赋形传输视频/数据。C 类设备则是复杂性和功耗最低的设备，用于在很短的范围（少于 1m）内传输数据。此外，规范还强制定义了三种物理层，分别是单载波分组传输（SCBT）、单载波差分二进制相移键控（DBPSK）和单载波二进制幅移键控（BASK，也称为 OOK）。ECMA378 物理层技术与 A、B 和 C 类设备小结见表 1-6。

表 1-6　ECMA378 设备类型和相应的物理层技术小结

	A 类	B 类	C 类
强制模式	SCBT，DBPSK，OOK	DBPSK，OOK	OOK
可选模式	25. 3Mbit/s ~5. 1Gbit/s OFDM，DQPSK， 4ASK	31. 5Mbit/s ~5. 67Gbit/s DQPSK，双重-AMI 4ASK	0. 95 ~3. 8Gbit/s 4ASK
编码方式	Reed Solomon 和卷积码	Reed Solomon	Reed Solomon
支持 UEP	是	是	否
波束赋形	是	否②	否
传输信标	SCBT	DBPSK，SCBT①	N/A
DRP 传输	SCBT，OFDM， DBPSK，OOK， 4ASK	DBPSK，DQPSK， 双重 AMI，OOK， 4ASK	OOK/4ASK

① SCBT 只用于发射。

② 辅助反馈 A 类设备的发射波束赋形信息和/或发送 A 类设备的接收波束赋形天线训练序列。

为了提高这些设备类型的共存，在设备发现阶段的设备发现信道，A 类设备需要支持 SCBT、DBPSK 和 OOK 模式，而 B 类设备需要支持 DBPSK 和 OOK 模式。ECMA 378 规定了这三类设备类型的互通性和共存性，与 IEEE 802. 15. 3c 相比，设备的协议和实现复杂度急剧提高，尤其是对 A 类设备。A 类设备必须支持波束赋形，而通过反馈 A 类设备的发射波束赋形信息和/或发送 A 类设备的接收波束赋形天线训练序列，B 类设备可以通过反馈最优的自适应权重矢量（AWV）来支持 A 类设备的波束训练。与 IEEE 802. 15. 3c 类似，物理层和 MAC 层都支持 UEP。

1. 5. 3　WirelessHD

WirelessHD 联盟在 2008 年 1 月发布了 WirelessHD 1. 0 规范[5]。在参考文献 [33] 中概述了 WirelessHD 1. 0 规范。与 IEEE 802. 15. 3c 和 ECMA378 不同，WirelessHD 只使用 OFDM 调制，并且支持的模式更少。仔细比较 WirelessHD 1. 0 规范[33]和 IEEE 802. 15. 3c 的 AV OFDM 物理层[31]可以找到很多相似之处，包括都由共享同一频段、同样的基带和参数的基于 OFDM 的高速物理层（HRP）和低速物理层（LRP）组成。支持两种波束赋形，显式波束赋形和隐式波束赋形。显式波束赋形是必须支持的，包括波束搜寻阶段和波束跟踪阶段。在搜寻阶段主要是估计发射机和接收机的 AWV（自适应权重矢量），而在跟踪阶段则是跟踪 AWV 随

着信道缓慢的变化而变化。隐式波束赋形则是利用波束本（Beambook）的方法，在接收机和发射机有一个通用波束矢量集合。WirelessHD 1.0 也支持未压缩视频流应用的 UEP。WirelessHD 得到了很多消费电子产品公司的支持，包括 LG 电子、松下、东芝和格芬公司都已经在市场上推出了 WirelessHD 产品[10,34]，这代表着 60GHz 技术商用化的一个里程碑。最近 WirelessHD 发布了下一代 WirelessHD 规范，可以支持 3D 电视和 4K 像素分辨率的视频业务，最高数据传输速率可达 28Gbit/s[35]。此外，下一代 WirelessHD 还将支持用于低功耗便携式设备的 1Gbit/s 视频业务。

1.5.4 IEEE 802.11ad

IEEE 802.11ad 形成于 2009 年 1 月，主要是对目前 IEEE 802.11—2007 的修订。该标准定义了修订用于 60GHz 频带高速数据传输的 IEEE 802.11 物理层和 MAC 层标准[36]。IEEE 802.11ad 标准在保持 IEEE 802.11 标准的网络架构不变和与 IEEE 802.11 管理平面后向兼容性的前提下，实现了 MAC 服务接入点最大吞吐量至少为 1Gbit/s。此外，IEEE 802.11ad 定义了在 2.4/5GHz 和 60GHz 频带之间快速会话转换的机制，以及与其他工作在 60GHz 频带的系统（例如 IEEE 802.15.3c 和 ECMA378）的共存。IEEE 802.11ad 预计将在 2012 年完成。

1.5.5 无线吉比特联盟

无线吉比特联盟（WiGig）成立于 2009 年 5 月，受到个人计算机、消费电子产品、半导体和移动手持终端厂商的广泛支持。WGA 的关键目标是建立起能支持 1.3 节中不同应用的 60GHz 无线技术统一的规范。在 2010 年 5 月发布了 WGA 规范。

1.6 小结

较高的 EIRP 限制、巨大的带宽以及全球协调的频率管理和分配，这些特点使得 60GHz 成为最热门的吉比特无线通信的技术之一。众多的标准化组织和行业联盟成立推进 60GHz 技术都说明了这一点。虽然 60GHz 技术在过去的十年内取得了巨大的进展，但是完全实现商业化仍然存在很多挑战和困难，尤其是在提供低成本、低功耗和强健的 60GHz 产品方面。本书的目的就是为了突出 60GHz 技术的一些关键问题，包括信号传播、物理层和 MAC 层设计，以及 60GHz 的集成电路实现等。

参考文献

[1] Oliver, A.D. (1989) Millimeter wave systems – past, present and future. *IEE Proceedings*, 136(1), 35–52.

[2] Yong, S.K. and Chong, C.C. (2007) An overview of multigigabit wireless through millimeter wave technology: Potentials and technical challenges. *EURASIP J. Wireless Commun. and Networking*, article ID 78907, 10 pp.

[3] FCC First Report And Order (2002) http://hraunfoss.fcc.gov/edocs_public/attachmatch/FCC-02-48A1.pdf

[4] Chong, C.C., Watanabe, F. and Inamura, H. (2006) Potential of UWB technology for the next generation wireless communications. *Proceedings of IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications (ISSSTA'06)*, pp. 422–429, Manaus, Brazil, August.

[5] Wireless High-Definition (WirelessHD) (2008) http://www.wirelesshd.org/

[6] IEEE 802.15 (2005) WPAN Millimeter Wave Alternative PHY Task Group 3c (TG3c) http://www.ieee802.org/15/pub/TG3c.html

[7] ECMA TC48 (2006) High rate short range wireless communication. http://www.ecma-international.org/memento/TC48-M.htm

[8] IEEE 802.11 Very High Throughput (VHT) Study Group (2008) http://www.ieee802.org/11 /Reports/vht update.htm

[9] Wireless Gigabit Alliance (WiGig) (2009) http://wirelessgigabitalliance.org/news/wigig-alliance-publishes-multi-gigabit-wireless-specification-and-launches-adopter-program/

[10] WirelessHD (2009) The first 60 GHz standard now available in consumer electronics products worldwide. http://www.wirelesshd.org/pdfs/WiHD%20CEDIA%20SEPT0901009 _FINAL.pdf

[11] FCC Code of Federal Regulation (2004) *Code of Federal Regulation title 47 Telecommunication, Chapter 1, part 15.255*, October.

[12] Spectrum Management and Telecommunications (2005) *Radio Standard Specification-210, Issue 6, Low-power Licensed-exempt Radio Communication Devices (All Frequency Bands): Category 1 Equipment*, September.

[13] Regulations for Enforcement of the Radio Law 6-4-2 Specified Low Power Radio Station (12) 59–66 GHz band.

[14] MPT (1989) Specified low power radio station 10. Millimeter wave transmission. *MPT Bulletin*, mo. 42/1989.

[15] Ordinance for Regulating Radio Equipment 49-14-6 Specified Low Power Radio Station.

[16] Ministry of Internal Affairs and Communications. http://www.soumu.go.jp/english/index.html

[17] Australian Communications and Media Authority (ACMA) (2005) *Radiocommunications (Low Interference Potential Devices) Class License Variation 2005 (No. 1)*, August.

[18] Australian Communications and Media Authority (ACMA) http://www.acma.gov.au

[19] Korean Frequency Policy & Technology Workshop (2005), Session 7, pp. 13–32, November.

[20] Ministry of Information and Communication of Korea (2006) *Frequency Allocation Comment of 60 GHz Band*, April.

[21] Korean Communications Commission http://www.kcc.go.kr

[22] CEPT Recommendation T/R 22-03 (1990) *Provisional Recommended Use of the Frequency Range 54.25-66 GHz by Terrestrial Fixed and Mobile Systems*. Athens, pp. 1–3, January. http://www.ero.dk/documentation/docs/doc98/official/pdf/TR2203E.PDF

[23] ERC Recommendation 12-09 (2004) *Radio Frequency Channel Arrangement for Fixed Service*

Systems Operating in the Band 57.0–59.0 GHz Which Do Not Require Frequency Planning, The Hague 1998 revised Stockholm, October.

[24] ECC Recommendation 05-02 (2005) *Use of the 64–66 GHz Frequency Band for Fixed Services*, June.

[25] ETSI DTR/ERM-RM-049 (2006) *Electromagnetic Compatibility and Radio Spectrum Matters (ERM): System Reference Document: Technical Characteristics of Multiple Gigabit Wireless Systems in the 60 GHz Range*, March.

[26] ERC Recommandations 70-03 (1997) http://www.erodocdb.dk/Docs/doc98/official/pdf/REC7003E.PDF

[27] European Radiocommunications Office http://www.ero.dk

[28] IEEE Standard 802.16 (2001) *IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks – Part 16 – Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems*.

[29] ARIB STD-T69 (2005) *Millimeter-Wave Video Transmission Equipment for Specified Low Power Radio Station*.

[30] ARIB STD-T74 (2005) *Millimeter-Wave Data Transmission Equipment for Specified Low Power Radio Station (Ultra High Speed Wireless LAN System*, November.

[31] IEEE P802-15-3c-D13 (2009) *IEEE P802-15-3c-D13 Part 15.3: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for High Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs): Amendment 2: Millimeter-wave based Alternative Physical Layer Extension*.

[32] ECMA-387 (2009) *High Rate 60 GHz PHY, MAC and HDMI PAL*. http://www.ecma-international.org/activities/Communications/tc48-2009-005.doc

[33] WirelessHD (2009) *An Overview of WirelessHD Specification 1.0*. http://www.wirelesshd.org/pdfs/WirelessHD_Full_Overview_071009.pdf

[34] EE Times (2009) 60 GHz gains traction at CES. http://www.eetimes.com/news/latest/showArticle.jhtml?articleID=212800003

[35] WirelessHD (2010) WirelessHD Next Gen supports 3DTV, HDCP 2.0, data applications and data rates in excess of 10 Gbps. http://www.wirelesshd.org/pdfs/WiHD%20Next%20Gen%20Jan10%20FINAL.pdf

[36] IEEE 802.11ad PAR (2009) https://development.standards.ieee.org/get-file/P802.11ad.pdf?t=29195900024

第 2 章　60GHz 信道特征和建模[1,2] ⊖

Su-Khiong（SK）Yong

2.1　无线信道建模介绍

可靠的无线系统设计和系统性能评估都需要实际的信道模型，从而准确地模拟出真实的传播环境。准确的传播信道建模是任何系统设计之前首要的重要步骤，很多新的技术和无线标准都是验证了这一点，例如 IEEE 802.11n[1]、IEEE 802.15.3c[2]、IEEE 802.11ad[3] 和 ITU-R IMT Advanced（国际电信联盟无线通信委员会高级国际移动通信）[4]。

好的无线信道模型可以更好地理解复杂的无线电波传播机制，以及从理论和仿真上更好地研究系统性能。当用信道仿真实现时，可以很容易地比较不同的传输技术和信号处理算法的性能，而不需要对每个场景都进行昂贵的现场试验或测试。但是，无线通信信道中无线电波传输机制复杂多样，使得信道建模问题成为一个热门研究课题。一方面，信道模型需要尽量准确有效地反映关键信道特性；另一方面，建立的模型还必须足够简单，以便于实现。对于涉及多天线系统，例如多输入多输出（MIMO）的系统级仿真，简化信道模型对于减少仿真时间尤为重要。因此，好的信道建模方法需要在系统的准确性和复杂性两方面达到平衡。

一般来说，信道模型类型取决于载频、带宽、环境类型和应用的系统。如在 60GHz 系统中，一般考虑室内环境的宽带系统。此外，由于 60GHz 通信系统的双向特性，信道模型还需要考虑到天线的影响，也称为无线信道模型。不考虑天线对信道模型的影响时，称为传播信道[5]，对任何使用的天线类型传播信道都有效。但是，传播信道需要两种双向信道建模方法，实际中很难实现，尤其是在 60GHz 频带。据我们所知，目前所有的 60GHz 信道建模方法都是无线信道建模，本章 2.2 节归纳了这些不同的方法。

2.2　建模方法和无线信道模型分类

在参考文献［6-8］中归纳了很多不同类型的无线传播信道的建模方法。发射

⊖ 本章部分转载自 S. K. Yong 的《TG3c 信道建模小组委员会的最后报告》© March 2007 和 A. Maltsev《60GHz 无线局域网的信道模型系统》IEEE© 2010。本章工作是作者供职于三星电子时完成。

信号通过无线信道传播并到达接收机，一般都要经过很多不同的路径，称之为多径。在这个过程中，信号经过了不同的传播机制，例如墙的反射、家具附近的散射和/或建筑物角落的衍射。因此根据用途不同，很多不同类型的简化和近似方法可以用来建模无线通信信道。

一般来说，传播信道建模可以大致分为两大类：确定性建模和统计性建模（见图2-1）。这两类建模方法在使用方法和建模时使用的数据类型不一样。

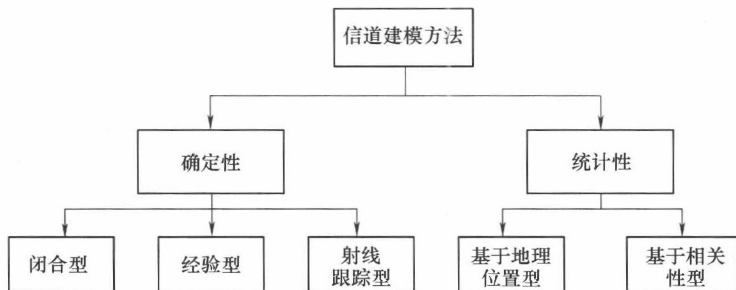


图2-1 信道建模方法分类（这些建模方法在精度和复杂性上各有不同）

2.2.1 确定性建模

确定性建模方法可以进一步分为三个子类：闭合型建模方法、经验（基于测量）型建模方法和射线跟踪型建模方法。闭合型建模方法的一个例子是两径信号模型[9]，这是一个非常简单的可以从理论上和实际中对不同的传输方案进行分析的模型。但是，这个模型不能表现出实际环境场景的特性。另一方面，经验型建模方法是从特定环境中信道测量收集到的数据中提取信道参数。因此，虽然在数学上很简单，经验型建模方法却很准确。这种准确度是建立在需要测量大量数据的复杂性上的。此外，验证经验模型是在特定地点，很难与实际的传播过程关联起来。在参考文献［10-14］中提出了一些60GHz信道的经验模型。在射线跟踪方法中，可使用先进的电磁场理论和仿真工具（例如一致性衍射理论和时域有限差分法）来得到所需的信道模型。一个例子是使用射线发射方法，这种方法首先根据详细的地图定义了特定地点的环境，然后根据实际的部署安排访问点（AP）、站台（STA）和不同的物体（例如家具和人）的位置、大小和方向。更完整的方法里还可以设置物体的属性（例如衰减和介电常数）用在特定的场景。然后，传输已知的信号，并计算接收到的信号，从而找到传播信道的特征。射线跟踪方法是与环境密切相关的，其准确度取决于建模时使用的物体和地理位置数据库[15]。因此，射线跟踪通常被认为是最复杂和计算上很昂贵的确定性信道建模方法。在参考文献［16-19］中可以找到60GHz系统中的一些射线跟踪模型的报道。

2.2.2　统计性建模

统计性建模是信道建模中最常见的方法，因为它较好地平衡了建模的复杂性和准确度。与确定性建模相比，统计性建模复杂度较低，并且可以提供足够准确的信道信息。

统计性模型是根据在研究的环境中大量的位置可参考阵列中所收集测量数据得到的，因此能很好地表示出信道的统计特征。测量技术的一般准则和过程见参考文献［20］。通过测量可以得到信道的概率密度函数（*PDF*）和关键的信道参数。*PDF* 和信道参数可以用来生成用于仿真的信道冲击响应（CIR）。统计性建模的关键特征之一就是通过设置信道参数成合适的值就能得到不同的信道，例如非视距（NLOS）和其他具有相同 *PDF* 的信道环境。

统计性建模方法也可以分为两个小类：基于地理位置的统计性模型（GBSM）和基于相关性的模型。在某些文献中，GBSM 也称为基于射线的模型。在 GBSM 中，散射体以特定的方法分布在预先定义的地理位置，例如在发射机（TX）和接收机（RX）之间为椭圆形分布[21]或圆形分布[22]，从而模拟出电磁波传播的影响。一般为了简化，假设只反射一次[23]，更复杂的建模[24]里有时假设反射两次。可以根据从发射机传输经过散射体反射到达接收机的路径的叠加得到信道每路径的幅度、相位、角度和时间信息。

另一方面，基于相关性的建模方法利用了信道的二阶统计特性，广泛应用在多天线系统信道建模中。在这种方法中，得到每个发射天线和接收天线对的传递函数以及信号的相关性。全相关性模型通过全相关性矩阵描述了 MIMO 信道的空间特性，即

$$\boldsymbol{R} = E\{\mathrm{vec}(\boldsymbol{H})\mathrm{vec}(\boldsymbol{H})^{\mathrm{H}}\} \tag{2-1}$$

式中，$\boldsymbol{H}$ 是 $N_{\mathrm{RX}} \times N_{\mathrm{TX}}$ 维的信道矩阵，其中 N_{RX} 是接收天线的数量，而 N_{TX} 是发射天线的数量。这种模型一共需要 $(N_{\mathrm{RX}}N_{\mathrm{TX}})^2$ 个实值参数，当天线数量较多时，尤其是在 60GHz 技术中，这种模型非常复杂。此外，使用全相关性模型很难得到相关性矩阵元素之间的相关性和信道的实际含义[25]。相关性模型的简化版本之一是用于 IEEE 802.11n 信道模型的克罗内克（Kronecker）模型[26]。因为假设发射机和接收机之间的信道方向特性是独立的，克罗内克模型比全相关性模型计算上简单，尤其是当天线数量较多时。

GBSM 和基于相关的统计性信道建模方法的优缺点主要与实现复杂度、准确度和是否能显式或隐式地得到信道的空时相关性有关。信道的空时相关性可以为理论分析提供好的平台。例如，GBSM 信道模型对理论分析没有太大用途，因为生成的信道系数不能直接体现相关性特性。因此很难把仿真结果和理论分析联系在一起。另一方面，相关性模型只描述了二阶统计量，并没有反映传播的物理特性。此外，基于相关性建模方法的复杂性与 GBSM 相比使用了较少的输入参数。但是，这种简化导致了相关性模型只能反映信道的平均相关特性，相关性特性是与天线阵列密切相关的。

2.3 信道特征

在2.2节中所讨论的所有建模方法中，体现了两种重要的信道特性，即大尺度和小尺度信道特性，下面将进行详细讨论。

2.3.1 大尺度信道特征

大尺度信道特性由路径损耗（PL）和阴影衰落组成，如图2-2所示。

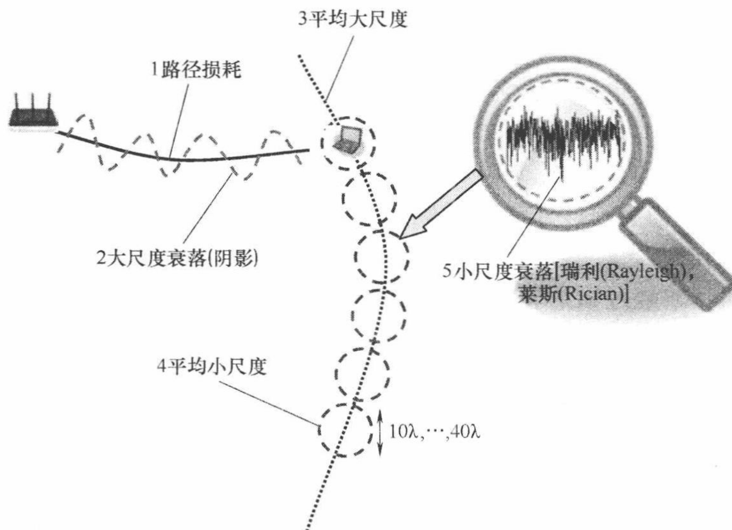


图2-2 大尺度衰落和小尺度衰落示意图

2.3.1.1 路径损耗

路径损耗（PL）定义为接收信号功率与发射信号功率的比值，主要衡量了平均功率随着传输距离的衰减程度。PL对于链路预算分析和网络规划以确保实际的网络部署能满足目标覆盖方面十分重要。60GHz的PL比低频的PL要严重得多，因为60GHz的自由空间PL与5GHz频带相比大约增加了22dB。此外，60GHz的PL还要加上由于氧气吸收和雨水衰减带来的损耗。如图2-3所示，60GHz的氧气吸收峰值是每千米衰减15dB（在60GHz附近的8GHz频带内每千米衰减10dB），而雨水衰减的大小则取决于雨水的强度。这就对吉比特无线传输如何进行可靠的链路预算提出了严重的挑战，因此60GHz更适合于室内应用而不是室外应用[⊖]。

⊖ 60GHz的室外应用主要用于回传链路，利用高度方向性天线在视距（LOS）场景中发射机和接收机天线正对对方。

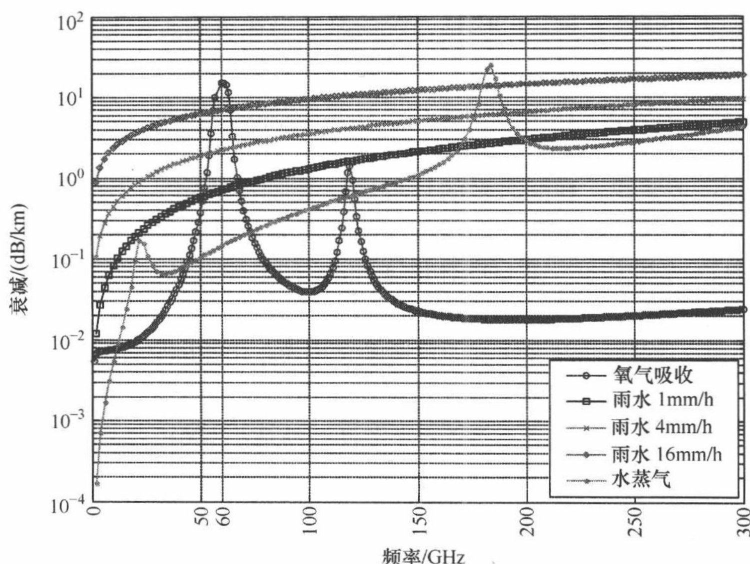


图 2-3 在不同频率上的自由空间 PL、氧气吸收和雨水衰减

此外，宽带系统的 PL（例如超宽带（UWB）[27,28]）和窄带系统（例如 IEEE 802.11a/b/g/n）相比，UWB 和 60GHz 的 PL 与距离和频率都密切相关。例如，参考文献［28］中提出了 UWB 信道的、与频率相关的路径损耗模型。但是，至今没有文献报道过与频率相关的 60GHz 路径损耗模型。为了简化模型，本书中假设使用频带中间的频率点，并且只有建模与距离相关的路径损耗（也就是忽略与频率相关的路径损耗）。因此，可以得到距离 d 为参数的路径损耗函数（dB）为

$$PL(d) = \overline{PL}(d) + X_\sigma \tag{2-2}$$

式中，$\overline{PL}(d)$ 为平均路径损耗（dB）；X_σ 是阴影衰落（dB）。一般，$\overline{PL}(d)$（dB）可以表示为

$$\overline{PL}(d)[dB] = \underbrace{PL(d_0)}_{\text{在参考距离的}PL} + \underbrace{10n\log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right)}_{\text{在相对距离}d\text{处的}PL\text{指数}} + \sum_{q=1}^{Q} X_q (d \geqslant d_0 \text{ 时}) \tag{2-3}$$

式中，d_0 和 n 分别表示参考距离和路径损耗指数；X_q 表示由于障碍物造成的衰落。路径损耗指数是根据式（2-2）和式（2-3）平均接收功率与距离的对数散射图进行最小方差线性回归得到的。在计算路径损耗指数之前，分别把数据划分到 LOS 和 NLOS 场景。在很多测量中，使用不同的 d_0 为参考值，一般使用 $d_0 = 1\text{m}$ 用于参考。表 2-1 给出了参考文献中提出的 n 的值和标准方差（见 2.3.1.2 节）的列表。除非特别指明，否则 $d_0 = 1\text{m}$。

在不同室内环境测量时，60GHz系统的路径损耗指数 n 在LOS和NLOS环境下范围分别为0.4~2.1和1.95~5.4。尤其是在办公室环境中，在LOS和NLOS环境下 n 的范围分别为1.16~2.17和2.83~4，而在实验室环境，在LOS和NLOS环境下 n 的范围分别为0.2~2.1和2~5.1。此外，在走廊LOS环境中，n 的取值为0.87~2.29。一般来说，在反射多的环境中（例如实验室），NLOS环境下的 n 会非常高，因为到达接收机的反射路径与办公室环境下相比衰减要大，而在办公室环境中，主要是以衍射为主。在LOS环境下，$n(<2)$ 值较小，可以用波导和回响的影响来证明，通过多径的叠加导致功率增大。

在表2-1的基础上可以观察到一些现象。首先，可以看到即使在同样类型的环境中，得到的 n 值相差也会较大。这是由于使用的天线类型、环境中物体的类型、环境的布局、测量系统的能力和/或不确定性、接收（TX）和发射（RX）天线的高度等因素造成的，所有这些因素都会导致不同的参数值。

其次，可以看到 n 一般随着链路两端天线方向性的降低而增大。因为随着天线方向性的增强，多径效应成为影响信道的主要因素。类似地，随着房间大小增加，n 也会增大。因为较大的房间会造成延迟扩展增大。同时还能找到 n 和 $PL(d_0)$ 的通用关系，即 $PL(d_0)$ 越低，n 越大。此外，某些LOS环境下的较小 n 值，可以用较大的 $PL(d_0)$ 补偿。$PL(d_0)$ 值范围较大可能主要是由于天线失调或者天线增益校准不准确造成的。

第三，参考文献［41］表明，天线高度对 n 值影响较大。随着天线高度增高，n 值急剧减小，因为天线越高，在TX和RX之间的LOS路径越强。

最后，参考文献［33］表明了在类似的测量中，交叉极化信号传输比起同极化信号传输的PL增长得要快。同极化信号传输可以用自由空间PL来近似。

2.3.1.2 阴影衰落

阴影表示的是由于传播路径变化（新的路径出现，旧的路径消失）在较大区域内（波长的几十倍）接收到的平均信号功率。由于周围环境的变化，在一定距离处接收功率会与平均接收功率稍有不同，从而造成路径损耗会偏离式（2-2）或式（2-3）中给出的平均值。

在参考文献［30，42-44］中，报道了很多60GHz的测量，结果表明阴影衰落服从对数正态分布，也就是 $X_\sigma=N(0, \sigma_S)$（其中，X_σ 为用分贝表示的测量到的零均值标准方差为 σ_S 的高斯随机变量）。σ_S 的值与特定环境有关，在不同环境下的值见表2-1。60GHz系统 σ_S 的值比低频系统的值要高，因为在60GHz的传输损耗要比低频的传输损耗高得多。

这里得到的阴影参数都是假设信道平稳，并且没有人的移动。在人移动时，测量结果表明人的障碍影响较大，为18~36dB[45]。此外，阴影的影响时间相对较长，最多可达几百毫秒，并且随着环境中人的数量增加而增大[45]。

表 2-1 参考文献报道的路径损耗指数 n 和阴影的标准方差 σ_S

参考文献	中心频率/GHz	环 境	场 景	n	σ_S	备 注
[29]	60	走廊（10.2m×2.1m×4.3m）	LOS	1.88-2.00	8.6	● TX 为 6.7dB 的开口波导 ● 半波长波束宽度（HPBW）90°方位角和 125°仰角 ● RX 29dB 的喇叭形天线 ● HPBW 7°方位角和 5.6°仰角
[30]	60	典型办公室实验室	LOS 和 NLOS	2.10	7.9	● TX 和 RX horn 25dBi ● 典型办公室的柜子和椅子
[31]	59.9	走廊（45.0m×2.2m）	LOS	1.87	N/A	● TX 全向天线，RX 方向性天线（19.5dBi，15°）
				1.88		● TX 全向天线，RX 全向天线
		阶梯教室（18/12m×15m）	LOS	0.78		● TX 全向天线，RX 方向性天线（19.5dBi，15°）
				1.27		● TX 全向天线，RX 全向天线
		草地（两侧是建筑物）	LOS	1.90		● TX 全向天线，RX 高 AP，低 AP
[32]	60	实验室（19.5m×7.5m）	LOS	1.80	N/A	● $d_0=1.5$m
			NLOS	2.00		
[33]	60	中等大小的空房间（6m×16m）	LOS	2.24	5.2	● TX 全向天线，RX 喇叭形天线（20dBi，3dB 波束宽度 20°） ● $PL(d_0)=65.7$dB
		小区办公室（13m×12m）	LOS	1.32	10.1	● TX 全向天线，RX 喇叭形天线（20dBi，3dB 波束宽度 20°） ● $PL(d_0)=78.9$dB
			NLOS	2.83	7.10	● TX 全向天线，RX 喇叭形天线（20dBi，3dB 波束宽度 20°） ● $PL(d_0)=61.7$dB
		开放办公室（14m×30m）	LOS	1.77	6.00	● TX 全向天线，RX 喇叭形天线（20dBi，3dB 波束宽度 20°）

（续）

参考文献	中心频率/GHz	环　境	场　景	n	σ_S	备　注
[33]	60	开放办公室（14m×30m）	NLOS	3.83	7.60	● $PL(d_0)$ =71.9dB ● TX 全向天线，RX 喇叭形天线（20dBi，3dB 波束宽度 20°）
		带隔断墙的开放办公室（30m×20m）	LOS	1.16	5.40	● $PL(d_0)$ =57.5dB ● TX 全向天线，RX 喇叭形天线（20dBi，3dB 波束宽度 20°）
			NLOS	3.74	8.60	● $PL(_0)$ =84.6dB ● TX 全向天线，RX 喇叭形天线（20dBi，3dB 波束宽度 20°）
		走廊（40m×2m）	LOS	2.29	8.4	● $PL(d_0)$ =56.1dB ● TX 喇叭形天线，RX 喇叭形天线（20dBi，3dB 波束宽度 20°） ● $PL(d_0)$ =69.7dB ● 垂直到垂直
				0.87	3.6	● TX 喇叭形天线，RX 喇叭形天线（20dBi，3dB 波束宽度 20°） ● $PL(d_0)$ =115.5dB ● 垂直到水平
[34]	60	办公室	LOS	2.00	1.25	● TX 全向天线，RX 喇叭形天线（20dBi，3dB 波束宽度 20°）
[35]	60	实验室	LOS	1.20	2.70	● TX 1.4m 高全向天线，RX 1.4m 高全向天线 ● $PL(d_0)$ =68.3dB
				0.60	2.00	● TX 1.9m 高全向天线，RX 1.4m 高全向天线 ● $PL(d_0)$ =83.8dB
				0.20	1.30	● TX 2.4m 高全向天线，RX 1.4m 高全向天线

（续）

参考文献	中心频率/GHz	环 境	场 景	n	σ_S	备 注
[35]	60	实验室	LOS			● $PL(d_0)$ =87.8dB
			NLOS	5.40	3.90	● TX 1.4m 高全向天线，RX 1.4m 高全向天线 ● $PL(d_0)$ =34.8dB
				3.80	3.30	● TX 1.9m 高全向天线，RX 1.4m 高全向天线 ● PL （d_0）=56.7dB
				2.70	2.70	● TX 2.4m 高全向天线，RX 1.4m 高全向天线 ● $PL(d_0)$ =71dB
			LOS	0.40	1.00	● TX 2.5m 高扇形波束（16.5dB，70°HPBW），RX 1.4m 高全向天线 ● $PL(d_0)$ =79.7dB
				2.10	0.80	● TX 2.5m 高扇形波束（16.5dB，70°HPBW），RX 1.4m 高扇形波束（16.5dB，70°HPBW）
				2.00	0.60	● $PL(d_0)$ =67.0dB ● TX 2.5m 高扇形波束（16.5dB，70°HPBW），RX 1.4m 高铅笔形波束（24.4dB，8.3°HPBW） ● $PL(d_0)$ =67.4dB
[36]	61.7	走廊	LOS	1.64	2.53	● TX 1.25m 喇叭形天线（22.7dB），RX 1.23m 喇叭形天线（5dB）
	61.3	大厅	LOS	2.17	0.88	● TX 1.67m 喇叭形天线（5dB），RX 1.66m 喇叭形天线（5dB）
			NLOS	3.01	1.55	
[37]	21.6	走廊	LOS	1.20	N/A	● 具有不同长度走廊的（30m×45m）大小的房间
	37.2	走廊	LOS	1.65	N/A	● 具有铁门、双层石膏板墙、1ft^2 地砖 ● TX，RX 双锥全向天线都为 1.5m 高
	21.6	1～4 墙障碍	NLOS	2.95	N/A	
	37.2	1～4 墙障碍	NLOS	3.30	N/A	

（续）

参考文献	中心频率/GHz	环　境	场　景	n	σ_S	备　注
[38]	94	在大厅（17m×14.5m）	LOS	1.20 – 1.80	N/A N/A	● 石膏板墙和混凝土地面 ● TX 25dBi（3dB 波形宽度 10°）喇叭形天线，RX 11dBi 槽形天线，都为 0.9m 高
		在有 3m 宽走廊、大小为（12.6m × 6m）的房间	NLOS	3.6 – 4.1		
[39]	40	开放概念办公室（37m×55m）	LOS	1.50	N/A	● 用 1.22m 高的家具半永久地划分多个工作空间
			NLOS	4.00		● TX 全向天线，RX 全向天线
[40]	60	办公室	LOS	2.1	N/A	● TX HPBW 在 E 和 H 平面分别为 9.8°和 9.1°
			NLOS	3.5		● RX 为 5dB 增益的双锥全向天线

2.3.2　小尺度信道特征

小尺度衰落（也就是快衰落）是由于到达接收机的多径信号具有随机的相位，因此可能相互叠加或相互抵消。小尺度衰落导致信道幅度在小范围内（小于 10 倍波长）快速变化。在这个小的范围内，小尺度衰落可以近似叠加在固定的大尺度衰落上。在研究不同的小尺度信道特征之前，我们首先讨论 60GHz 信道的通用信道模型的表示。

2.3.2.1　通用信道模型

根据参考文献［2，29，46，47］中提供的测量数据，可以观察到在时域和空域的成簇现象，考虑到簇的通用 60GHz 信道是比较合理的选择，因为可以简化为在参考文献［35，48，49］中提出的单簇传统信道模型。本书提出的簇信道模型是根据 Spencer 等在参考文献［51］中对 Saleh-Valenzuela（SV）模型[50]在角度域的扩展得到的。方向信道冲击响应（CIR）的复数基带可以表示为

$$h(t,\phi,\theta)=\sum_{l=0}^{L}\sum_{k=0}^{K_l}\alpha_{k,l}\delta(t-T_l-\tau_{k,l})\delta(\phi-\Omega_l-\omega_{k,l})\delta(\theta-\Psi_l-\psi_{k,l}) \tag{2-4}$$

式中，$\delta(\cdot)$ 是 Dirac-delta 函数；L 是簇的总数量；K_l 是第 l 个簇内的射线数量；标量 $\alpha_{k,l}$、$\tau_{k,l}$、$\omega_{k,l}$ 和 $\psi_{k,l}$ 分别表示第 l 个簇内第 k 条射线的复幅度、到达时间（ToA）、到达角（AoA）和离开角（AoD）。注意，AoA 和 AoD 可以是方向域、高度域或是方向高度域；标量 T_l，Ω_l 和 Ψ_l 表示第 l 个簇的平均 ToA、平均 AoA 和平均 AoD。在推导式（2-4）时的关键是假设空域和时域相对独立，并且不相关。但是，在参考文献［52］中的测量结果表明，时域和空域存在一定的相关性，可以用两个联合概率分布函数来建模。还必须注意，在式（2-4）中的每条多径都受到散射体频率相关性的影响。由于缺乏足够的测量结果，因此到目前为止，任何 60GHz 信道模型都没有考虑到空域和时域的相关性和频率相关性。在超高速传输时，式（2-4）描述的信道可以假设在 10 个符号到上百个符号之间保持平稳，这也称为块衰落信道。这主要是由于室内环境下的低速（最高 1.5m/s）移动造成的最大多普勒频移 f_D（300Hz）造成的。考虑到相关时间 T_{coh} 和 f_D 的关系（即 $T_{coh}=9\pi f_D/16$）[8]，可以得到相关时间大约为 0.6ms。这个模型的相关时间计算是根据假设频谱扩展是由于在［0，2π］之间均匀到达的多径造成的，这个假设对于蜂窝系统一般是成立的，但是在 60GHz 系统中，由于不同的天线的传播特性，这个假设并不一定成立。在参考文献［13］中报道的测量结果表明，在所有当人以 1.7m/s 速度沿着 LOS 路径行走的测量场景中，相关值下降到 0.5 时的相关时间小于 50ms。这样的相关时间值比符号时间值要长得多，对应 IEEE 802.15.3 和 IEEE 802.11 每个信标间隔至少为几个超帧时长。

2.3.2.2 簇的数量

簇的数量是本书考虑的信道模型的关键参数之一。在参考文献中有不同的簇的定义。本书中的簇定义为在近似相同时间和角度到达的射线的群组。在识别簇方面有很多不同的方法，包括简单的外观检查[50,51]到先进的信号处理（例如内核密度估计[52]）。在参考文献中报道了宽带系统很多不同的簇数量。在参考文献［27］中指出簇的数量服从泊松分布，可以用平均簇数量 $\bar{L}$ 来完全表示。另一方面，目前的参考文献中报道了60GHz系统簇数量不同的结果。在参考文献［35，36，48，49］的测量结果分析中提出只观察到一个簇。此外，IEEE 802.15.3c在不同环境和场景的测量数据分析表明，$\bar{L}$ 不服从特定的分布。但是，观测到的平均簇数量可以通过外在观察来计算。该值范围为3～14。这些不同的发现主要是由于包括测量带宽和环境中散射体数量（也就是障碍物数量）等因素造成的。在具有较多家具的环境场景中，由于上层建筑（例如墙、家具、计算机和门）的影响，簇的数量比较多[53]。较大的带宽提供了较高的分辨率，因此可以分辨更多的多径分量，在信道中传播时容易产生更多的簇。

2.3.2.3 到达时间

假设延迟和角度域可以独立建模，式（2-4）中的通用信道模型中的ToA取决于两组参数：簇间参数，$\{T_l, L\}$ 用来描述簇的特征；簇内参数，$\{K_l, \alpha_{k,l}, t_{k,l}\}$ 用来表示多径分量的特性。

簇到达时间和射线到达时间分布可以用两个泊松过程来描述。根据该模型，簇间到达时间和射线内部到达时间可以用两个独立指数概率密度函数表示。特别是，每个簇的簇到达时间是前一个簇的簇到达时间的条件指数随机分布变量，可以表示为

$$p(T_l \mid T_{l-1}) = \Lambda[-\Lambda\exp(T_l - T_{l-1})] \qquad (l>0\text{ 时}) \tag{2-5}$$

式中，Λ 为簇到达率。类似地，每条射线的射线到达时间是前一条射线的射线到达时间的条件指数随机分布变量，即

$$p(\tau_{k,l} \mid \tau_{k-1,l}) = \lambda[-\lambda\exp(\tau_{k,l} \mid \tau_{k-1,l})] \qquad (k>0\text{ 时}) \tag{2-6}$$

式中，λ 为射线到达率。在经典SV模型中，T_0 和 $\tau_{0,l}$ 假设为零，所有到达时间都与第1路径的延迟有关。

2.3.2.4 到达角

考虑到延迟和角度域独立的假设，以及AoA和AoD的独立性，式（2-4）中通用信道模型中的AoA和AoD取决于两组参数：簇间参数 $\{\Omega_l, \Psi_l, L\}$，用来描述簇的特征；簇内参数 $\{K_l, \alpha_{k,l}, \omega_{k,l}, \psi_{k,l}\}$，用来表示多径分量的特性。

根据在参考文献［54-56］中给出的60GHz测量结果，簇平均AoA的分布 Ω_l，受制于第一簇平均AoA Ω_0，Ω_l 的条件分布可以用在［0，2π］间的均匀分布来描述，即

$$p(\Omega_l \mid \Omega_0)=\frac{1}{2\pi} \quad (l>0 \text{ 时}) \tag{2-7}$$

注意，簇 AoA 表示簇内所有 AoA 的均值。另一方面，每个簇内的射线 AoA 可以建模成零均值高斯变量[56]或零均值拉普拉斯分布变量[54,55]，可分别表示为

$$p(\omega_{k,l})=\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\phi}\exp\left(-\frac{\omega_{k,l}^2}{2\sigma_\phi^2}\right) \tag{2-8}$$

$$p(\omega_{k,l})=\frac{1}{\sqrt{2}\sigma_\phi}\exp\left(-\left|\frac{\sqrt{2}\omega_{k,l}}{\sigma_\phi}\right|\right) \tag{2-9}$$

式中，σ_ϕ 是标准方差。在参考文献［57］中提出 UWB 测量和空间建模也可以用拉普拉斯分布来建模宽带信道的 AoA 信息。类似地，AoD 也可以使用合适的概率分布函数来建模，但是目前没有这种 60GHz 测量和建模来描述 AoD。

2.3.2.5　功率谱

方向信道的功率延迟角度谱（PDAS）可以表示为

$$P(t,\ \phi,\ \theta)=E[\ |h(t,\ \phi,\ \theta)|^2] \tag{2-10}$$

式中，$E[\ \cdot\ ]$ 和 $|\cdot|$ 分别表示期望值和绝对值。一般为了简化，假设延迟、AoA 和 AoD 相互独立，于是可以得到

$$P(t,\ \phi,\ \theta)=P(t)P(\phi)P(\theta) \tag{2-11}$$

式中，$P(t)$、$P(\phi)$ 和 $P(\theta)$ 分别是功率延迟谱（PDS）、功率 AoA 谱（PAAS）和功率 AoD 谱（PADS）。由于测量的难度，参考文献中没有 PADS 的数据。因此，本书侧重于 PDS 和 PAAS。

1. 功率延迟谱

信道的功率延迟谱一般称为功率延迟分布（PDP），它是信道的平均功率随着相对第一到达径过量延迟的函数。通过分析 PDP 可以得到一些重要的参数。平均过量延迟、方均根（rms）延迟扩展、时间抖动和标准方差[29]可以从信道的 PDP 中得到。这些参数对特定的系统设计很有用，其中最经常用到的参数是 rms 延迟扩展，它是 PDP 的二阶矩，它统计地测量了信道的时间色散性。rms 延迟扩展用 τ_c 表示，它与信道的相关带宽 B_c 成反比，相关带宽决定了系统与信道相比是窄带系统还是宽带系统。当 τ_c 小于符号周期 T_s（或 B_c 大于信号带宽）时，认为是窄带系统。这时认为是处于平坦衰落信道。反之，当 $\tau_c>T_s$ 时（或 B_c 小于信号带宽），则认为是宽带系统和频率选择性信道。平坦衰落信道由于经过了深衰落减少了接收的信噪比，而频率选择性衰落则造成了符号间干扰，从而影响了误比特率（BER）性能。因此，正如在第 5 章中介绍的，τ_c 决定了信道中没有均衡时的最大数据传输速率，并且它对于单载波（SC）和正交频分复用（OFDM）系统中都是一个重要的设计参数。表 2-2 给出了参考文献中报道的典型 rms 延迟值。

表2-2 文献报道测量结果的rms延迟扩展和PDS值

参考文献	环境	场景	τ_c/ns	PDS类型	备注
[58]	石膏板和混凝土(4.6m×6.0m×3.0m)的房间	LOS（空旷）	2.9	NA	● 水平和垂直平面TX 3dB孔径70°
		LOS（有家具）	2.7		● RX 3dB孔径10°
		NLOS（仿真）	4.0		● 均为1.5m高
[59]	有木桌和木椅的普通房间（56m×10m）-	LOS	4.89	Smulders的PDP模型	● TX/RX单方向天线(120°) ● 均为1.6m高
	三面是混凝土墙，一面是有大型机器的工作间	LOS	7.81		
[60]	典型的有砖、混凝土、间隔，且房间内有桌子、计算机的(8m × 10m) 的办公室 所有圆极化	LOS（房间的中心）	7.5~55.0	Saleh-Valenzuela模型	● TX 2.6m高全向天线，HPBW 120°，RX 1.3m高HPBW 120°
			5.0~17.5		● TX 2.6m高全向天线，HPBW 120°，RX 1.3m高HPBW 15°
		LOS（房间边缘）	9.0~35.0		● TX 2.6m高全向天线，HPBW 120°，RX 1.3m高HPBW 120°
			5.0~22.5		● TX 2.6m高全向天线，HPBW 120°，RX 1.3m高HPBW 15°
[42]	走廊	LOS	14.7	N/A	● TX，RX 1.8m高全向双锥天线
	餐厅	LOS	13.5		
	办公室	LOS	5.2		
	走廊	NLOS	7.5		
	办公室	NLOS	7.5		
	停车场	NLOS	26.5		
[61]	接待室（24.3m×11.2m×4.5m）	LOS是基于测量的，且NLOS从LOS路径中获得	45.0	Smulders的PDP	● TX、RX 9dBi双锥天线
	计算机室（9.9m×8.7m×3.1m）		42.0		
	教室（12.9m×8.9m×4.0m）		18.0		
	实验室（11.3m×7.3m×3.1m）		29.0		
	圆形剧场（30m×21m×6m）		30.0		

（续）

参考文献	环　境	场　景	τ_c/ns	PDS 类型	备　注
[61]	大厅（43m×41m×7m）	LOS 是基于测量的，且 NLOS 从 LOS 路径中获得	55.0	Smulders 的 PDP	● TX、RX 9dBi 双锥天线
	Vax 房间（33.5m×32.2m×3.1m）		55.0		
	走廊（44.7m×2.4m×3.1m）		70.0		
[62]	90m² 2.6m 高的现代办公建筑中空旷的会议室	LOS（VV）	11.0	NA	● TX 喇叭形天线，3dB 波束宽度 60°
		LOS（HH）	10.0		● RX 透镜喇叭形天线，3dB 波束宽度 4.6°，均为 1.46m 高
		LOS（RR）	5.2		
[63]	（13.5m×7.8m×2.6m）石膏板和混凝土墙体的空旷房间（实测）	LOS	1.1	NA	● RX 1.5m 高喇叭形天线（3dB 波束宽度 5°）
		LOS	4.7		● RX 1.5m 高角锥喇叭形天线（3dB 波束宽度 10°）
	TX 2.36m 高的全向天线	LOS	13.6		● RX 1.5m 高喇叭形天线（3dB 波束宽度 60°）
		LOS	18.1		● RX 1.5m 高全向天线（半波偶极）
[64]	会议室（5.0m×7.0m）	LOS	0.66	指数衰减	● TX 波导，RX 波导
		NLOS	1.10		● TX 波导，RX 波导
	计算机实验室（5.1m×7.1m）	LOS	0.42		● TX 贴片天线，RX 4 贴片天线，线性极化
		LOS	0.77		● TX 贴片天线，RX 16 贴片天线，线性极化
		LOS	0.70		● TX 4 贴片天线，RX 4 贴片天线，线性极化
		LOS	0.25		● TX 4 贴片天线，RX 4 贴片天线，圆极化
		LOS	0.42		● TX 4 贴片天线，RX 16 贴片天线，线性极化
		LOS	0.61		● TX 4 贴片天线，RX 16 贴片天线，圆极化
[65]	房间（有家具的）（12.8m×6.9m×2.6m）	LOS	9		● TX 喇叭形天线（10dBi 增益），RX 全向天线
	走廊（有窗子的）（41m×1.9m×2.7m）	LOS	31.6	NA	● TX，RX 喇叭形天线（10dBi，垂直面和水平面 3dB 波束宽度 69°和 55°），均为 1.7m 高
	走廊（无窗子的）（41.0m×1.6m×2.7m）	LOS	31.7		

（续）

参考文献	环　境	场　景	τ_c/ns	PDS类型	备　注
[48]	私人房间（木板和石膏板结构）	混合LOS和NLOS	3.0	指数衰减，峰值/直接路径延迟为0	● TX，RX垂直极化双圆锥天线，全向辐射 ● 三种不同的配置：
	有隔间和会议室的办公室（8m～12m）		6.5		-TX在天花板上，RX在桌子上
	实验室（反射金属设备和墙）		8.5		-TX在靠近天花板的墙壁上，RX在桌子上 -TX和RX都在桌子上
[36]	走廊 大厅	LOS	15	指数衰减	● TX喇叭形天线（22.7dB）高1.25m，RX喇叭形天线（5dB）高1.23m
		LOS	16		● TX喇叭形天线（5dB）高1.67m，RX喇叭形天线（5dB）高1.66m
		NLOS	22		
[35]	实验室	LOS	7.3	指数衰减，峰值/直接路径延迟为0	● TX 1.4m高全向天线 RX 1.4m高全向天线
			13.8		● TX 1.9m高全向天线 RX 1.4m高全向天线
				指数衰减	
		NLOS	20.8	指数衰减，峰值/直接路径延迟为0	● TX 2.4m高全向天线 RX 1.4m高全向天线
			12.9		● TX 1.4m高全向天线 RX 1.4m高全向天线
			14.8		● TX 1.9m高全向天线 RX 1.4m高全向天线
			21.0		● TX 2.4m高全向天线 RX 1.4m高全向天线
		LOS	14.6		● TX扇形波束（16.5dB，70°HPBW）2.5m高 RX全向天线1.4m高
			1.2		● TX扇形波束（16.5dB，70°HPBW）2.5m高 RX扇形波束（16.5dB，70°HPBW）1.4m高
			1.1		● TX扇形波束（16.5dB，70°HPBW）2.5m高 RX铅笔形波束（24.4dB，8.3°HPBW）1.4m高

（续）

参考文献	环 境	场 景	τ_c/ns	PDS 类型	备 注
[29]	Durham 大厅的走廊（102.0m×2.1m×4.3m）	LOS LOS	25.6 19.2	NA	● NA TX6.7dB 开口波导 ● 水平和垂直 HPBW90°和 125° ● RX 29dB 喇叭形天线，水平和垂直 HPBW 分别为 7°和 5.6°
	Whittermore 的走廊（54.7m×2.9m×4.3m）				
	Durham 的房间（6.7m×5.9m×4.3m）				
	Whittermore 的房间（8.4m×7.0m×4.3m）				
	走廊到房间（11.7m×5.1m×4.3m）	LOS LOS	4.9 18.7		
	房间到房间（11.7m×5.1m×4.3m）和（5.1m×4.3m×4.2m）	NLOS NLOS	5.8 18.3		
[49]	走廊Ⅰ（1.30m×13.07m×2.57m）	LOS	10.5	指数衰减	● TX 开口波导（OWG）天线，6dBi 增益
	走廊Ⅱ（3.07m×12.25m×2.57m）		6.2		● 透镜天线有效水平范围为 120°
	走廊Ⅲ（5.50m×12.25m×2.57m）	LOS	8.1		● TX OWG 天线，6dBi 增益
			15.7		● 透镜天线有效水平范围为 120°
		LOS	12.3		● TX OWG 天线，6dBi 增益
			13.4		● 透镜天线有效水平范围为 120°
[66]	空旷房间（12.4m×8.1m）	LOS NLOS	6.58 16.14	NA	● TX 双圆锥喇叭形天线，6dBi 增益，RX 单极天线，4dBi 增益
[67]	规则的房间（20m^2） 走廊（3m×30m） 实验室（15m×30m）	LOS	10 10 30		● TX 喇叭形天线，20dBi 增益，RX 喇叭形天线，20dBi 增益
[68]	办公室（20m×20m）	LOS	27.0	NA	● TX 和 RX 半波全向偶极天线
			16.0		● TX 方向性天线（HPBW = 60°）和 RX 半波全向偶极天线

（续）

参考文献	环境	场景	τ_c/ns	PDS类型	备注
[68]	办公室（20m×20m）	LOS	14.0		● TX方向性天线（HPBW=30°）和RX半波全向偶极天线
			12.5		● TX方向性天线（HPBW=60°）和RX方向性天线（HPBW=60°）
			10.0		● TX方向性天线（HPBW=30°）和RX方向性天线（HPBW=30°）

rms延迟扩展取决于一些因素。首先，rms延迟扩展随着房间大小和房间内物体密度的增大而增大。这可以解释为在较大的房间、较多的物品会造成到达接收机的多径时间更长，从而延长了rms延迟扩展。此外，环境中出现的物体类型也较大地影响rms延迟扩展值。例如，当反射性较强物体（例如金属）出现时，会比吸收性较强物体（例如木头）出现时的rms延迟扩展值大。

其次，rms延迟扩展随着发射和/或接收天线的方向性增强而减少。但是，这种rms延迟扩展的减小只是在发射和接收天线图样分别对齐到最大的AoD和AoA时才会出现。这可以用方向性天线造成的空间滤波来解释，空间滤波会去除空间中不想要的多径，而保存主路径方向。然而，当天线方向失调时，即使在发射天线和接收天线使用了方向性天线，rms延迟扩展也会开始增大。在参考文献[68]中的射线跟踪结果表明，在天线方向完全校准时，rms延迟扩展减少了超过50%［从27ns（发射天线和接收天线都是全向天线时）减少到12.5ns（发射天线和接收天线都是60°HPBW天线）］。相反，在发射天线是30°HPBW、接收天线全向时，当方向失调为10°时，60%位置的rms延迟扩展会增大（从9ns增大到10ns），当方向失调为30°时，60%位置的rms延迟扩展会急剧增大（从9ns增大到21ns）。从参考文献[44]中报道的测量结果得到类似的结论，在天线完全校准到35°失调时，rms延迟扩展随着天线方向性的增加而减少。

2. 功率角度谱

信道的功率角度谱是信道在不同方向上的平均功率。在参考文献[69]中报道了一种MIMO信道测量，但是截止本书出版时没有相关的建模工作。在参考文献[29，35，36，44，46，54，55，70]中报道了单输入多输出（SIMO）配置的60GHz测量结果，然而只建模了有限的AoA来体现AoA的特征。AoA信息（例如平均AoA、AoA联合最大功率和rms AoA扩展）为多天线系统设计提供了重要的参数。例如，平均AoA和最大功率AoA提供了最有用的波束赋形方向。另一方面，

rms AoA 扩展提供了信道的角度色散的统计性测量，该统计性测量决定了信道可以达到的分集数量和多路传输增益。表 2-3 归纳了文献中报道的 AoA 测量以及相应的 PAAS 模型和 AoA 扩展。

表 2-3　文献中报道的 rms AoA 扩展和 PAAS 模型测量结果

参考文献	环　境	场　景	rms AoA 扩展/(°)	PAS 类型	备　注
[49]	走廊	LOS	14.5	拉普拉斯	● 在不同测量位置的平均结果 ● TX 开口波导和透镜天线 ● RX 1 × 4 由贴片天线组成的均匀矩形阵列天线
[54]	办公室	LOS	102	拉普拉斯	● TX 固定天线（喇叭形天线，HPBW30°） ● RX 天线从 0° ~ 360°，以 5° 为单位步进旋转（30°波束宽度）
			66		● TX 固定天线（喇叭形天线，HPBW30°） ● RX 天线从 0° ~ 360°，以 5° 为单位步进旋转（30°波束宽度）
[55]	办公室	NLOS	9.6	拉普拉斯	● TX 固定天线（全向） ● RX 天线从 0° ~ 360°，以 5° 为单位步进旋转（15°波束宽度） ● 天线高度 1.1m ● 天线间隔 10m
[70]	桌上	LOS	14.4	高斯	● TX 全向，RX 天线从 0° ~ 360°，以 4° 为单位步进旋转（< 5° HP-BW ~ 21dBi） ● 天线间隔 2 ~ 8m
			34.6	拉普拉斯	● TX 固定天线（喇叭形天线 HPBW30°） ● RX 天线从 0° ~ 360°，以 5° 为单位步进旋转（30°，波束宽度）
			38.1		● TX 固定天线（喇叭形天线 HPBW30°） ● RX 天线从 0° ~ 360°，以 5° 为单位步进旋转（30°，波束宽度）

找到ToA的统计量和PDS，以及AoA统计量和PAAS对于系统设计十分重要。例如，ToA表示了在一定时间窗口（bin）内到达的路径的频率，只要多径在系统的动态范围内到达，而没有考虑多径的功率。另一方面，PDS则代表了以一定功率到达的多径。必须注意，在PDS中可以观察到在同一时刻到达的很多数量的多径不一定会带来更大的接收功率，尤其是在LOS场景中由于有占主导的路径分量存在，这一现象更加明显。

2.3.2.6 小尺度衰落统计量

与传统的窄带系统不同，由于测量带宽有限，窄带系统信道是由很多不可分辨的多径的矢量叠加而成，在NLOS和LOS场景下，幅度的衰落分布分别建模成瑞利和莱斯分布。在室内宽带系统，例如60GHz和UWB系统中，根据环境类型、测量带宽和场景不同，小尺度幅度衰落可以遵循不同的分布。例如，瑞利分布可用于建模1GHz测量带宽的实验室环境的LOS信道[46]。瑞利分布还可以用来建模使用5GHz测量带宽的办公室、家庭和实验室环境[48]。100MHz测量带宽实验室环境的测量结果[71]表明，在LOS情况下，所有信道抽头的幅度服从莱斯分布，而在NLOS情况下，只有第一个抽头服从莱斯分布，而其他抽头则可以用瑞利分布来建模。不同走廊的1GHz带宽测量结果表明，幅度服从不同K因子的莱斯分布[49]。而在其他文献中，家庭环境中，7GHz带宽测量的LOS/NLOS信道使用威布尔（Weibull）分布来建模[53]，办公室环境中，2GHz带宽测量的LOS/NLOS信道使用对数正态分布来建模[71]。办公室LOS信道中500MHz带宽测量的LOS信道使用Nakagami分布来建模[72]。随着测量系统的带宽增大，可以分辨更多的多径分量，因此小尺度衰落的效果逐渐变弱。

2.3.3 极化

近年来，由于移动终端的大小有限，无线通信中使用极化已经得到了很多关注，尤其是在低频段。虽然60GHz技术中对天线间隔的限制较少，仍然可以用极化来克服复杂的多径环境。参考文献［62］中的测量结果表明，使用圆极化相对于水平和垂直极化可以有效地减少50%的rms延迟扩展。这个结果可以用圆极化能够抑制奇数阶（1阶、3阶、…）反射来解释。此外，一般在60GHz系统中，2阶反射路径会受到更大的衰减，因此到达接收端时可以忽略2阶反射。所以，圆极化很适合用于LOS环境。在参考文献［73］中表明，极化可以提高LOS环境下双极化MIMO系统的容量，而在NLOS环境下，容量下降可以忽略不计。

在参考文献［74］中，研究了MIMO系统中如何建模极化。例如，$N_{tx}\times N_{rx}$的双极化子阵列[74]的空间极化信道矩阵可以表示为

$$\boldsymbol{H}_{sp}=\boldsymbol{H}_{spatial}\otimes\boldsymbol{X}_{p} \tag{2-12}$$

式中，$\boldsymbol{H}_{\text{spatial}}$是 $N_{\text{tx}}/2\times N_{\text{rx}}/2$ 维矩阵，它表示了子阵列的空间信息；$\boldsymbol{X}_{\text{p}}$ 是 2×2 双极化矩阵。[74]

$$\text{vec}(\boldsymbol{X}^{\text{H}}_{\text{VH}\longrightarrow\text{VH}})=\begin{bmatrix} 1 & \sqrt{\mu\chi}\theta^* & \sqrt{\chi}\sigma^* & \sqrt{\mu}\delta_1^* \\ \sqrt{\mu\chi}\theta & \mu\chi & \sqrt{\mu}\chi\delta_2^* & \mu\sqrt{\chi}\sigma^* \\ \sqrt{\chi}\sigma & \sqrt{\mu}\chi\delta_2 & \chi & \sqrt{\mu\chi}\theta^* \\ \sqrt{\mu}\delta_1 & \mu\sqrt{\chi}\sigma & \sqrt{\mu\chi}\theta & \mu \end{bmatrix}^{1/2}\text{vec}(\boldsymbol{X}^{\text{H}}_{\text{w}}) \tag{2-13}$$

式中，μ 是共极失衡；χ 是极化鉴别率（XPD）；δ_1 是在 VV 和 HH 分量间的相关性；δ_2 是 VH 和 HV 分量间的相关性；σ 是接收相关系数；θ 是发射相关系数；矩阵 $\boldsymbol{X}_{\text{w}}$ 为

$$\boldsymbol{X}_{\text{w}}=\begin{bmatrix} \exp(\phi_1) & \exp(\phi_3) \\ \exp(\phi_2) & \exp(\phi_4) \end{bmatrix} \tag{2-14}$$

式中，ϕk（$k=1$，2，3 和 4）在［0，2π］间均匀分布。虽然这些结果可以扩展到 60GHz，但是目前没有 60GHz 的测量结果来验证该模型是否可用于 60GHz。有研究表明 60GHz 极化特性与低频段相比有较大区别（例如，参考文献［71］中的 XPD 值）。

参考文献［75］中采用了稍有不同的建模方法，其中考虑了天线和传播两者的极化特性。使用参考文献［75］中提出的建模方法，式（2-4）中的 CIR 可以修正为

$$h(t,\phi,\theta)=\sum_{l=0}^{L}\sum_{k=0}^{K_l}\boldsymbol{E}\alpha_{k,l}\delta(t-T_l-\tau_{k,l})\delta(\phi-\Omega_l-\omega_{k,l})\delta(\theta-\Psi_l-\psi_{k,l}) \tag{2-15}$$

式中，E 是定义了 LOS 和 NLOS 信道极化特性的极化矩阵。在 LOS 和 NLOS 场景中，E 是由（缩放）单位矩阵和反射阶极化矩阵分别给出。在 NLOS 场景中，参考文献［75］给出了 E 的第一阶，即

$$\begin{aligned}\boldsymbol{H}_{\text{refl}}&=\boldsymbol{\Psi}_{\text{RX}}\boldsymbol{R}\boldsymbol{\Psi}_{\text{TX}}\\&=\underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\psi_{\text{rx}}) & \sin(\psi_{\text{rx}}) \\ -\sin(\psi_{\text{rx}}) & \cos(\psi_{\text{rx}}) \end{bmatrix}}_{\text{从入射基平面向RX坐标重新计算极化矢量}}\times\underbrace{\begin{bmatrix} R_{\perp}(\alpha_{\text{inc}}) & \xi_1 \\ \xi_2 & R_{||}(\alpha_{\text{inc}}) \end{bmatrix}}_{\text{反射矩阵}R}\times\underbrace{\begin{bmatrix} \cos(\psi_{\text{tx}}) & \sin(\psi_{\text{tx}}) \\ -\sin(\psi_{\text{tx}}) & \cos(\psi_{\text{tx}}) \end{bmatrix}}_{\text{从入射基平面重新计算TX极化矢量}}\end{aligned} \tag{2-16}$$

式中，标量 ψ_{rx}和 ψ_{tx}分别是极化矢量到 RX 和 TX 坐标的入射基；标量 ξ_1 和 ξ_2 表示互极化耦合系数；标量 α_{inc}，$R_{\perp}(\alpha_{\text{inc}})$ 和 $R_{||}(\alpha_{\text{inc}})$ 分别表示信号到反射面的入射角，电场垂直分量的反射系数与入射角的函数，电场平行分量的反射系数与入射角的函数。二阶反射[75]可以表示为

$$\boldsymbol{H}_{\mathrm{ref2}}=\boldsymbol{\Psi}_{\mathrm{RX}}\times\underbrace{\begin{bmatrix}R_{\perp}(\alpha_{\mathrm{2inc}}) & \xi_1\\ \xi_2 & R_{||}(\alpha_{\mathrm{2inc}})\end{bmatrix}}_{\text{第2次反射}}\times\begin{bmatrix}\cos(\psi_{\mathrm{p}}) & \sin(\psi_{\mathrm{p}})\\ -\sin(\psi_{\mathrm{p}}) & \cos(\psi_{\mathrm{p}})\end{bmatrix}$$
$$\times\underbrace{\begin{bmatrix}R_{\perp}(\alpha_{\mathrm{1inc}}) & \xi_1\\ \xi_2 & R_{||}(\alpha_{\mathrm{1inc}})\end{bmatrix}}_{\text{第1次反射}}\times\boldsymbol{\Psi}_{\mathrm{TX}}\tag{2-17}$$

式中，α_{1inc}和α_{2inc}分别是第1阶和第2阶反射的入射角；标量ψ_{p}表示第1次反射和第2次反射的旋转角；反射极化矩阵R是根据入射角和反射表面光滑度得到的反射极化变化。此外，上述模型中假设极化特性在不同簇间不同，但是在同一簇内的射线之间具有同样的极化特性。参考文献［75］中提出的建模方法比较复杂，为了简化模型需要做大量的假设，这些内容不在本章的讨论范围之内，有兴趣的读者可以参阅参考文献［75］。

2.4　工业界标准信道模型

本节将讨论两个工业界标准信道模型，即 IEEE 802.15.3c 和 IEEE 802.11ad，因为这两个模型是评估60GHz通信系统重要的模型。

2.4.1　IEEE 802.15.3c

IEEE 802.15.3c 信道模型主要是根据在办公室、家庭、实验室和桌面环境进行的宽带测量结果得到的。对于每种环境，都定义了 LOS 和 NLOS 场景。一些 NLOS 场景是根据对应的 LOS 场景中通过移除模型中的 LOS 分量得到的[2]。

2.4.1.1　大尺度特性

IEEE 802.15.3c 的路损模型采用了传统的建模平均路损的方法，而没有像式(2-3)那样考虑由于特殊物体带来的损耗。简单的路损模型计算如下

$$\overline{PL}(d)[dB]=\underbrace{PL(d_0)[dB]}_{\text{在参考距离的}PL}+\underbrace{10n\log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right)}_{\text{在相对距离}d\text{处的}PL\text{分量}}\qquad d\geqslant d_0\tag{2-18}$$

IEEE 802.15.3c 定义了在 LOS 和 NLOS 场景下家庭和办公室的 PL 模型。这些 PL 模型的参数见表2-4。注意这些参数是根据使用不同发射天线增益G_{TX}和不同接收天线增益G_{RX}测量得到的。为了去除天线增益的影响，可以参阅参考文献［76］的建议，通过调整因子$G_{\mathrm{tx}}+G_{\mathrm{rx}}$来补偿$PL(d_0)$参数。例如，表中归纳的家庭和办公室环境的 PL 模型参数是去除 TX 和 RX 天线增益影响得到的。

表 2-4　IEEE 802.15.3c[2] 中定义的 PL 分量 n 和阴影衰落的标准方差 σ_S

（授权来自© 2007 IEEE）

环境	场景	n	PL_0	σ_S	备　注	参考文献
家庭	LOS	1.53	75.1	1.5	TX 72°HPBW，RX60°HPBW	[76]
家庭	NLOS	2.44	86.0	6.2	TX 72°HPBW，RX60°HPBW	[76]
办公室	LOS	1.16	84.6	5.4	TX 全向，RX 角（30°HPBW）	[33]
办公室	NLOS	3.74	56.1	8.6	TX 全向，RX 角（30°HPBW）	[33]

在这种近似下，假设 TX 和 RX 天线增益为 0dBi，用户可根据自己使用的天线增益来分析链路。但是，在使用高方向性天线时，这种近似不够准确，因为只有一部分多径可以到达天线，因此 n 和 σ_S 的值将会不同[76]。如在 2.3.1.2 节介绍的，阴影衰落建模成对数正态分布。

2.4.1.2　小尺度衰落特性

IEEE 802.15.3c 采用了式（2-4）中描述的通用信道建模模型。但是，一些测量结果表明当测量时使用方向性天线时，尤其是在 LOS 场景，在分簇现象之外还出现不同的、很强的 LOS 径。这种 LOS 径可以通过在式（2-4）中增加一个 LOS 分量来表示，即

$$h(t,\phi,\theta)=\beta\delta(\tau,\phi,\theta)+\sum_{l=0}^{L}\sum_{k=0}^{K_l}\alpha_{k,l}\delta(t-T_l-\tau_{k,l})\delta(\phi-\Omega_l-\omega_{k,l})\delta(\theta-\Psi_l-\psi_{k,l}) \tag{2-19}$$

其中第一项 $\beta\delta(\tau,\ \phi,\ \theta)$，代表 LOS 分量的增益（也就是第一个到达路径的多径增益），可以使用确定性的射线跟踪、方法、简单的理位置方法或统计性的方法来获得。式（2-19）右侧第二项描述了扩展方向性 SV 模型。

例如，在桌面 LOS 场景中，LOS 分量由于桌面的反射可以观察到两径的响应。此时，可以统计性建模成

$$\beta[dB]=20\log_{10}\left[\frac{\mu_d}{d}\left|\sqrt{G_{t1}G_{r1}}+\sqrt{G_{t2}G_{r2}}\Gamma_0\exp\left[j\frac{4\pi h_1h_2}{\lambda d}\right]\right|\right]-PL_d(\mu_d) \tag{2-20}$$

式中

$$PL_d(\mu_d)=20\log_{10}\left(\frac{4\pi d_0}{\lambda}\right)+A_{NLOS}+10n_d\log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) \tag{2-21}$$

式中，λ、A_{NLOS}、μ_d、Γ_0、h_1 和 h_2 分别是波长、NLOS 环境衰减值、平均距离、反射系数、TX 和 RX 的高度；G_{t1}，G_{t2}，G_{r1}，G_{r2}是 TX 天线对路径 1 和路径 2，RX 天线对路径 1 和路径 2 的增益。当 Γ_0 设置为 0，考虑到所有信道时，式（2-20）是确定性分析，而当 Γ_0 非零的 LOS 桌面场景中，式（2-20）是统计性分析。

IEEE 802.15.3c 信道模型中定义的簇的平均数量 $\bar{L}$，根据环境和场景（即 LOS 或

NLOS)，其值为3~14。簇的数量是每次信道实现时使用$\bar{L}$值的均匀分布得到的。

即使在出现强LOS径的时候，正如在式（2-19）中使用方向性天线，方向性SV模型仍然可用，只是T_0和$\tau_{0,l}$不再为0，因为参考零点已经改变。通过与强LOS径做归一化，修正模型与传统SV模型方法类似。

IEEE 802.15.3c信道模型是SIMO模型，只考虑了AoA特征。IEEE 802.15.3c工作组（TG3c）采用了在［0.2］间均匀分布和第一簇平均AoA的条件Ω_0来生成簇平均AoA Ω_l，如式（2-7）所述。另一方面，每个簇内的射线AoA可以用零均值高斯或零均值拉普拉斯分布来建模，如式（2-8）和式（2-9）。注意如（2.19）指出的，由于出现了强LOS分量，Ω_0和$\omega_{0,l}$的值不再是0，因为参考零点已经变化到LOS分量的到达方向。通过与强LOS径做归一化，修正模型与传统SV模型方法类似。

虽然文献中报道了不同的幅度分布，在不同的测量系统带宽和环境中的TG3c测量结果表明簇和射线幅度都可以用对数正态分布建模成，即

$$p_1(r)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_r r}\exp\left(-\frac{(\ln r-\mu_r)^2}{2\sigma_r^2}\right) \tag{2-22}$$

式中，$\mu_r=E[\ln r]$和σ_r^2分别是高斯变量$\ln r$的均值和方差。

2.4.1.3　信道参数

表2.5~表2.8列出了IEEE 802.15.3c信道模型在家庭、办公室、实验室和桌面环境下的信道参数。

表2-5　LOS和NLOS家庭环境的参数（分别用CM1和CM2表示。CM2是通过从CM1模型中移除LOS径得到[2]，授权来自© 2007 IEEE）

家　庭	LOS（CM1）					NLOS（CM2）
	TX 360°, RX 15°	TX 60°, RX 15°	TX 30°, RX 15°	TX 15°, RX 15°	TX 360°, RX 15°	
Λ/(1/ns)	0.191	0.194	0.144	0.045	0.210	N/A
λ/(1/ns)	1.22	0.90	1.17	0.93	0.77	N/A
Γ/ns	4.46	8.98	21.50	12.60	4.19	N/A
γ/ns	6.25	9.17	4.35	4.98	1.07	N/A
σ_c/dB	6.28	6.63	3.71	7.34	1.54	N/A
σ_r/dB	13.00	9.83	7.31	6.11	1.26	N/A
σ_ϕ/(°)	49.8	119.0	46.2	107.0	8.3	N/A
$\bar{L}$	9	11	8	4	4	N/A
Δk/dB	18.8	17.4	11.9	4.6	N/A	N/A
$\Omega(d)$/dB(3m处得到)	−88.7	−108.0	−111.0	−110.7	N/A	N/A
n_d(路损指数)	2	2	2	2	N/A	N/A
A_{NLOS}	0	0	0	0	N/A	N/A

表 2-6　LOS 和 NLOS 办公室环境的参数（分别用 CM3 和 CM4 表示[2]。授权来自© 2007 IEEE）

办 公 室	LOS（CM3）		NLOS（CM4）		
	TX 30°，RX 30°	TX 60°，RX 60°	TX 360°，RX 15°	TX 30°，RX 15°	全向 TX，RX 15°
$\Lambda/(1/\text{ns})$	0.041	0.027	0.032	0.028	0.070
$\lambda/(1/\text{ns})$	0.971	0.293	3.450	0.760	1.880
Γ/ns	49.8	38.8	109.2	134.0	19.4
γ/ns	45.2	64.9	67.9	59.0	0.42
σ_c/dB	6.60	8.04	3.24	4.37	1.82
σ_r/dB	11.30	7.95	5.54	6.66	1.88
$\sigma_\phi/(°)$	102.0	66.4	60.2	22.2	9.1
$\bar{L}$	6	5	5	5	6
$\Delta k/\text{dB}$	21.9	11.4	19.0	19.2	N/A
$\Omega(d)/\text{dB}$	$-3.27d-85.8$	$-0.303d-90.3$	-109.0	-107.2	N/A
n_d	2.00	2.00	3.35	3.35	N/A
A_{NLOS}	0	0	5.56（3m 处）	5.56（3m 处）	N/A

表 2-7　LOS 实验室环境的参数（用 CM5 表示[2]。CM6 是通过从 CM5 模型中移除 LOS 径得到，因此没有给出参数[2]。授权来自© 2007 IEEE）

实 验 室	LOS（CM5）	NLOS（CM6）
$\Lambda/(1/\text{ns})$	0.25	N/A
$\lambda/(1/\text{ns})$	4.0	N/A
Γ/ns	12	N/A
γ/ns	7.0	N/A
σ_c/dB	5.0	N/A
σ_r/dB	6.0	N/A
$\sigma_\phi/(°)$	10.0	N/A
$\bar{L}$	9	N/A
K_{LOS}/dB	8	N/A

表2-8 LOS桌面环境的参数（用CM7表示[2]。CM8是通过从CM7模型中移除LOS径得到，因此没有给出参数[2]。授权来自© 2007 IEEE）

桌　面	LOS（CM7）		LOS（CM7）全向TX，RX 21dBi	NLOS（CM8）
	TX 30°，RX 30°	TX 60°，RX 60°		
$\Lambda/(1/\text{ns})$	0.037	0.047	1.720	N/A
$\lambda/(1/\text{ns})$	0.641	0.373	3.140	N/A
Γ/ns	21.10	22.30	4.01	N/A
γ/ns	8.85	17.2	0.58	N/A
σ_c/dB	3.01	7.27	2.70	N/A
σ_r/dB	7.69	4.42	1.90	N/A
$\sigma_\phi/(°)$	34.6	38.1	14.0	N/A
$\bar{L}$	3	3	14	N/A
$\Delta k/\text{dB}$	11.0	17.2	N/A	N/A
$\Omega(d)/\text{dB}$	$4.44d-105.4$	$3.46d-98.4$	N/A	N/A
h_1	均匀分布 范围：0~0.3	均匀分布 范围：0~0.3	N/A	N/A
h_2	均匀分布 范围：0~0.3	均匀分布 范围：0~0.3	N/A	N/A
D	均匀分布 范围：$d\pm0.3$	均匀分布 范围：$d\pm0.3$	N/A	N/A
G_{t1}	GSS①	GSS	N/A	N/A
G_{r1}	GSS	GSS	N/A	N/A
G_{t2}	GSS	GSS	N/A	N/A
G_{r2}	GSS①	GSS	N/A	N/A
n_d	2	2	N/A	N/A
A_{NLOS}	0	0	N/A	N/A

① GSS是高斯天线模型，其旁瓣电平在参考文献［78］中有讨论。

2.4.2 IEEE 802.11ad

IEEE 802.11ad信道模型目前正在讨论。在IEEE 802.11ad工作组（TGad）框架下正在基于不同的建模方法研究两类信道模型。第一类模型使用射线跟踪来得到统计性模型[3]。这种不常用的建模方法可以减少测量工作，但是其准确度存在疑问。第二类建模方法是根据信道测量[77]得到统计性信道模型。因此，IEEE 802.11ad是混合采用了射线跟踪和统计性建模方法。在本书出版时，一些信道模型仍然在讨论当中，我们主要介绍会议室和起居室环境的信道模型。

2.4.2.1　大尺度特性

IEEE 802.11ad 会议室的路损模型是根据在不同的 TX-RX 隔离的统计信道模型生成大量瞬时的路损值（信道实现）平均得到的。此外，使用基本的方向性天线模型（HPBW 从 10°～60°）或波束赋形算法调节沿着簇的发射和接收波束达到最大功率来确定路损模型。路损模型通用可以表示为

$$\overline{PL}(d)[dB] = A_c + 20\log_{10}(f) + 10n\log_{10}(d) \tag{2-23}$$

式中 A_c 是常数。式（2-23）的前两项可以等效为式（2-3）中的 $PL(d_0)$，虽然这两种路损建模方法有所不同。表 2-9 总结了 IEEE 802.11ad 中根据射线跟踪法得到的在不同环境和场景中 $f=60\text{GHz}$ 时 A_c、n 和 $PL(d_0)$ 典型值。

表 2-9　IEEE 802.11ad 中定义的路损指数 n 和阴影衰落标准方差 σ_S

环　境	场　景	A_c	n	PL_0	σ_S	参考文献
会议室 STA-STA	LOS	32.5	2.0	68.0	0	[47]
会议室 STA-STA	NLOS	51.5	0.6	87.0	3.3	[47]
会议室 STA-AP	LOS	32.5	2.0	68.0	0	[47]
会议室 STA-AP	NLOS	45.5	1.4	81.1	3.0	[47]
起居室	LOS	32.5	2.0	68.0	0	[47]
起居室	NLOS	44.7	1.5	80.2	3.4	[47]

2.4.2.2　小尺度特性

IEEE 802.11ad 模型采用了在 IEEE 802.15.3c 中引入的通用 CIR 模型。但是，TGad 使用了式（2-19）中简化的方法来建模 LOS 分量，其中使用了 Friis 模型来得到 LOS 路径的幅度。LOS 路径是一个簇中单个射线路径，可以计算成

$$\beta_{\text{LOS}}[dB] = G_t + G_r + 20\log_{10}\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right) \tag{2-24}$$

另一方面，簇的增益 β_i 可以计算为

$$\beta_i[dB] = 20\log_{10}\left(\frac{g_i\lambda}{4\pi(d+R)}\right) \tag{2-25}$$

式中，g_i 是反射路损；d 是 TX 和 RX 的距离（沿着 LOS 路径）；R 是沿着簇路径 d 的总距离是 LOS 路径的 ToA 与光速的乘积。注意 g_i 在第一阶反射时是用均值 -10dB 和rms 值 4dB 的对数正态分布来建模，而在第二阶反射时均值为 -16dB 和 rms 值 5dB。

此外，该模型还考虑到了由于在会议室中出现的物体，例如人和笔记本电脑导致簇的阻断。为了简化，每种簇都使用簇阻断概率来建模。表 2-10 中给出了 STA-STA 场景的阻断概率。IEEE 802.11ad 模型假设了一些种类的簇，每种簇有固定的簇的数量。一共有 4 种簇，即墙的第一阶反射，天花板的第一阶

反射，墙的第二阶反射和天花板的第二阶反射。根据场景和环境不同，某些类型的簇可能会出现或没有出现。表2-11给出了在会议室和起居室环境中的LOS和NLOS的簇的数量。IEEE 802.11ad模型中使用的结果是根据在预先规定的位置摆放AP和STA通过射线跟踪方法得到的[3]。对每种信道实现，固定的簇数量用来产生方向性CIR。

IEEE 802.11ad模型通过射线跟踪仿真得到不同簇类型的经验ToA分布。在STA-STA场景的会议室环境中，墙和天花板的第一阶和第二阶反射造成的到达簇的ToA分别建模成四种簇间ToA概率分布函数，见表2-12。

表2-10　STA-STA和STA-AP场景的簇阻断概率[3]（授权来自© 2010 IEEE）

场　景	簇 类 型	簇阻断概率
会议室STA-STA	LOS	0或1（设置为模型参数）
	墙的第一阶反射	0.24
	天花板的第一阶反射	0
	墙和天花板的第二阶反射	0.037
	墙的第二阶反射	$p=0.175$（二项式分布参数）
会议室STA-AP	LOS	0或1（设置为模型参数）
	墙的第一阶反射	0.126
	墙的第二阶反射	$p=0.07$（二项式分布参数）

表2-11　会议室和起居室环境STA-STA和STA-AP场景中每个簇组的簇数量[3]
（授权来自© 2010 IEEE）

环　境	簇 类 型	#STA-STA场景的簇数量	#STA-AP场景的簇数量
会议室	LOS路径	1	1
	墙的第一阶反射	4	4
	两面墙的第二阶反射	8	8
	天花板的第一阶反射	1	-
	墙和天花板的第二阶反射	4	-
起居室	LOS路径	1	NA
	墙的第一阶反射	3	NA
	两面墙的第二阶反射	5	NA
	天花板和地板的第一阶反射	2	NA
	墙和地板的第二阶反射	2	NA
	天花板，墙和地板的第二阶反射	6	NA

表 2-12　会议室和起居室第一阶和第二阶反射的簇间 ToA 概率分布函数

环境和场景	描　述	簇间 ToA 概率分布函数
会议室 STA-STA	墙的第一阶反射	$W_t(t)=\begin{cases}0 & t<4\\ 0.0577t-0.2307 & 4\leqslant t<7\\ -0.0307t+0.3882 & 7\leqslant t<11\\ -0.0042t+0.0958 & 11\leqslant t<23\\ 0 & t\geqslant 23\end{cases}$
	墙的第二阶反射	$W_t(t)=\begin{cases}0 & t<10\\ 0.08 & 10\leqslant t<20\\ 0.02 & 20\leqslant t<30\\ 0 & t\geqslant 30\end{cases}$
	天花板的第一阶反射	$W_t(t)=\begin{cases}0 & t<7\\ 0.0677t-0.4741 & 7\leqslant t<11\\ -0.0797t+1.1473 & 11\leqslant t<14.4\\ 0 & t\geqslant 14.4\end{cases}$
	从墙到天花板的第二阶反射	$W_t(t)=\begin{cases}0 & t<10.5\\ 0.0551t-0.5790 & 10.5\leqslant t<14\\ -0.0358t+0.6935 & 14\leqslant t<18\\ -0.0071t+0.1786 & 18\leqslant t<25\\ 0 & t\geqslant 25\end{cases}$
会议室 STA-AP	墙的第一阶反射	$W_t(t)=\begin{cases}0 & t<1\\ 0.0977t-0.0983 & 1\leqslant t<3\\ -0.0133t+0.2370 & 3\leqslant t<5\\ -0.0760t+0.5507 & 5\leqslant t<7\\ 0.0003t+0.0162 & 7\leqslant t<18\\ -0.0110t+0.2237 & 18\leqslant t<20\\ 0 & t\geqslant 20\end{cases}$
	墙的第二阶反射	$W_t(t)=\begin{cases}0 & t<4\\ 0.0535t-0.2170 & 4\leqslant t<6\\ -0.0527t+0.4247 & 6\leqslant t<8\\ 0.0194t-0.1520 & 8\leqslant t<13\\ -0.0225t+0.3921 & 13\leqslant t<16\\ 0.0003t+0.0271 & 16\leqslant t<20\\ -0.0113t+0.2600 & 20\leqslant t<23\\ 0 & 23\leqslant t<25\\ 0.0200t-0.5005 & 25\leqslant t<28\\ -0.0300t+0.9009 & 28\leqslant t<30\\ 0 & t\geqslant 30\end{cases}$

（续）

环境和场景	描　　述	簇间 ToA 概率分布函数
起居室 STA-STA	墙的第一阶反射	$W_t(t)=\begin{cases}2/89 & t<9\\ 4/89 & 9\leqslant t<23\\ 1/89 & 23\leqslant t<38\\ 0 & t\geqslant 38\end{cases}$
	墙的第二阶反射	$W_t(t)=\begin{cases}0 & t<9\\ 1/114 & 9\leqslant t<23\\ 4/114 & 23\leqslant t<48\\ 0 & t\geqslant 48\end{cases}$
	从天花板到地板的第一阶反射	$W_t(t)=\begin{cases}0 & t<1\\ 0.1667t-0.1667 & 1\leqslant t<3\\ -0.0833t+0.5833 & 3\leqslant t<7\\ 0 & t\geqslant 7\end{cases}$
	从天花板到地板的第二阶反射	$W_t(t)=\begin{cases}0 & t<7\\ 1/9 & 7\leqslant t<16\\ 0 & t\geqslant 16\end{cases}$
	从墙、天花板到地板的第二阶反射	$W_t(t)=\begin{cases}0 & t<2\\ 2/89 & 2\leqslant t<10\\ 4/89 & 10\leqslant t<25\\ 1/89 & 25\leqslant t<38\\ 0 & t\geqslant 38\end{cases}$

另一方面，对于簇内的情况，定义了三种类型的射线，即中央射线、前指针射线和后指针射线。中央射线($\alpha_{i,0}$)是固定幅度单独的射线，而前指针射线和后指针射线是一组射线，其总射线数分别为N_{pre}和N_{post}。前指针射线和后指针射线都使用式(2-6)中的到达率分别为λ_{pre}和λ_{post}的泊松过程建模。此外，前指针射线和后指针射线在延迟τ时的平均幅度$A_{pre}(\tau)$和$A_{post}(\tau)$分别建模成以速率γ_{pre}和γ_{post}指数衰减。

A_{pre}和A_{post}与$\alpha_{i,0}$有关，即

$$K_{pre}=20\log10\left|\frac{\alpha_{i,0}}{A_{pre}(\tau=0)}\right| \tag{2-26}$$

$$K_{post}=20\log10\left|\frac{\alpha_{i,0}}{A_{post}(\tau=0)}\right| \tag{2-27}$$

式中，K_{pre}和K_{post}分别是前指针射线和后指针射线的K因子值。表2-13列出了会议室和起居室环境下相关簇间参数的值。

表2-13　会议室和起居室的簇内参数[3]（授权来自© 2010 IEEE）

参　　数	会　议　室	起　居　室
前指针射线 K-因子 K_{pre}	10dB	11.5dB
前指针射线功率衰减时间，γ_{pre}	3.7ns	1.25ns

（续）

参　　数	会 议 室	起 居 室
前指针到达速率 λ_{pre}	0.37ns^{-1}	0.28ns^{-1}
前指针射线幅度分布	瑞利分布	瑞利分布
前指针射线数，N_{post}	6	6
后指针射线 K-因子 K_b	14.2dB	10.9dB
后指针射线功率衰减时间 γ_b	4.5ns	8.7ns
后指针到达速率 λ_b	0.31ns^{-1}	1.0ns^{-1}
后指针射线幅度分布	瑞利分布	瑞利分布
后指针射线数 N_b	8	8

与 IEEE 802.15.3c 模型不同，IEEE 802.11ad 模型是 MIMO 模型。在 IEEE 802.11ad 模型中，定义了四种角度信息分别对应墙的第一阶反射、天花板的第一阶反射、墙的第二阶反射和天花板的第二阶反射。每种类型角度信息产生簇 AoA 和 AoD 是按照参考文献［3］中给出的特定特性。表 2-14 给出了 STA-STA 和 STA-AP 场景中 AoA、AoD 和倾斜到达角（EoA）的分布。

在 IEEE 802.11ad 模型中，前指针和后指针射线的相位均匀分布在［0，2］之间，幅度服从瑞利分布，幅度的均值在参考文献［3］中给出。第一个前指针和后指针射线的幅度与中央射线的幅度分别相差 5dB 和 10dB。

表 2-14　会议室和起居室环境中第一阶反射和第二阶反射的簇间 AoA 和 AoD 概率分布函数

环境和场景	描　　述	AoA 或 EoA 概率分布函数
会议室 STA-STA	墙的第一阶反射	$\begin{cases}\varphi_B \geqslant \left(\frac{140}{90}\right)\varphi_A + 62^\circ \\ \varphi_B \leqslant \left(\frac{140}{90}\right)\varphi_A + 82^\circ \\ \varphi_B \leqslant 180^\circ \\ \varphi_A \geqslant 0^\circ\end{cases}$ $\begin{cases}\varphi_B \leqslant \left(\frac{140}{90}\right)\varphi_A - 62^\circ \\ \varphi_B \geqslant \left(\frac{140}{90}\right)\varphi_A - 82^\circ \\ \varphi_B \geqslant -180^\circ \\ \varphi_A \leqslant 0^\circ\end{cases}$ 式中，φ_A 和 φ_B 是簇 A 和簇 B 分别的水平角度对
	墙的第二阶反射	$\begin{cases}\varphi_{tx1} = 180^\circ u_1 \\ \varphi_{rx1} = \varphi_{tx1}\end{cases}$ $\begin{cases}\varphi_{tx2} = 180^\circ u_2 \\ \varphi_{rx2} = \varphi_{tx2}\end{cases}$ $\begin{cases}\varphi_{tx3} = 180^\circ(u_3 - 1) \\ \varphi_{rx3} = \varphi_{tx3}\end{cases}$ $\begin{cases}\varphi_{tx4} = 180^\circ(u_4 - 1) \\ \varphi_{rx4} = \varphi_{tx4}\end{cases}$ $\begin{cases}\varphi_{tx5} = 180^\circ(u_5 - 1) \\ \varphi_{rx5} = \varphi_{tx5} + 180^\circ\end{cases}$ $\begin{cases}\varphi_{tx6} = 180^\circ(u_6 - 1) \\ \varphi_{rx6} = \varphi_{tx6} + 180^\circ\end{cases}$ $\begin{cases}\varphi_{tx7} = 180^\circ u_7 \\ \varphi_{rx7} = \varphi_{tx7} - 180^\circ\end{cases}$ $\begin{cases}\varphi_{tx8} = 180^\circ u_8 \\ \varphi_{rx8} = \varphi_{tx8} - 180^\circ\end{cases}$ 式中　φ_{tx1}，φ_{rx1}，…，φ_{tx8}，φ_{rx8} 是 TX 和 RX 的水平角度对，u_1，…，u_8 均匀分布在区间［0，1］中

（续）

环境和场景	描　　述	AoA 或 EoA 概率分布函数
会议室 STA-STA	天花板的第一阶反射	$W_{\theta}(\theta)=\begin{cases}0 & \theta<56.6^{\circ}\\ 0.0023\theta-0.1302 & 56.6^{\circ}\leqslant\theta<83^{\circ}\\ -0.0087\theta+0.7810 & 83^{\circ}\leqslant\theta<90^{\circ}\\ 0 & \theta\geqslant 90^{\circ}\end{cases}$ 其中 θ 是倾斜角
	从墙到天花板的第二阶反射	$W_{\theta}(\theta)=\begin{cases}0 & \theta<30^{\circ}\\ 0.0028\theta-0.0833 & 30^{\circ}\leqslant\theta<52^{\circ}\\ -0.0056\theta+0.3500 & 52^{\circ}\leqslant\theta<63^{\circ}\\ 0 & \theta\geqslant 63^{\circ}\end{cases}$
会议室 STA-AP	墙的第一阶反射	$\begin{cases}\varphi_{B}\geqslant\left(\frac{135}{80}\right)\varphi_{A}+45^{\circ}\\ \varphi_{B}\leqslant\left(\frac{135}{80}\right)\varphi_{A}+80^{\circ}\\ \varphi_{B}\leqslant 180^{\circ}\\ \varphi_{A}\geqslant 0^{\circ}\end{cases}$ $\begin{cases}\varphi_{B}\leqslant\left(\frac{135}{80}\right)\varphi_{A}-45^{\circ}\\ \varphi_{B}\geqslant\left(\frac{135}{80}\right)\varphi_{A}-80^{\circ}\\ \varphi_{B}\geqslant -180^{\circ}\\ \varphi_{A}\leqslant 0^{\circ}\end{cases}$
	墙的第二阶反射	与在 STA-STA 中墙的第二阶反射的概率分布函数一样
	倾斜角的 LOS 路径	$W_{\theta}(\theta)=\begin{cases}0 & \theta<-76^{\circ}\\ 1/45 & -76^{\circ}\leqslant\theta<-31^{\circ}\\ 0 & \theta\geqslant -31^{\circ}\end{cases}$
	一阶反射	$W_{\theta}(\theta)=\begin{cases}0 & \theta<-52^{\circ}\\ 1/132 & -52^{\circ}\leqslant\theta<-37^{\circ}\\ 1/22 & -37^{\circ}\leqslant\theta<-22^{\circ}\\ 1/44 & -22^{\circ}\leqslant\theta<-13^{\circ}\\ 0 & \theta\geqslant -13^{\circ}\end{cases}$
	二阶反射	$W_{\theta}(\theta)=\begin{cases}0 & \theta<-34^{\circ}\\ 3/154 & -34^{\circ}\leqslant\theta<-20^{\circ}\\ 6/77 & -20^{\circ}\leqslant\theta<-12^{\circ}\\ 2/77 & -12^{\circ}\leqslant\theta<-8^{\circ}\\ 0 & \theta\geqslant -8^{\circ}\end{cases}$
起居室 STA-STA	墙的第一阶反射	$\begin{cases}\varphi_{B}\geqslant\left(\frac{82}{62}\right)\varphi_{A}+\left(\frac{2423}{31}\right)^{\circ}\\ \varphi_{B}\leqslant\left(\frac{82}{37}\right)\varphi_{A}+\left(\frac{2396}{37}\right)^{\circ}\\ \varphi_{B}\leqslant 180^{\circ}\end{cases}$ $\begin{cases}\varphi_{B}\leqslant\left(\frac{82}{62}\right)\varphi_{A}-\left(\frac{2423}{31}\right)^{\circ}\\ \varphi_{B}\geqslant\left(\frac{82}{37}\right)\varphi_{A}-\left(\frac{2396}{37}\right)^{\circ}\\ \varphi_{B}\geqslant -180^{\circ}\end{cases}$

（续）

环境和场景	描　　述	AoA 或 EoA 概率分布函数
		$\begin{cases}\varphi_B \geqslant \left(\frac{82}{52}\right)\varphi_A + 60^\circ \\ \varphi_B \leqslant \left(\frac{82}{52}\right)\varphi_A + 75^\circ \\ \varphi_B \leqslant 150^\circ \\ \varphi_A \geqslant 0^\circ \end{cases}$ $\begin{cases}\varphi_B \leqslant \left(\frac{82}{52}\right)\varphi_A - 60^\circ \\ \varphi_B \geqslant \left(\frac{82}{52}\right)\varphi_A - 75^\circ \\ \varphi_B \geqslant -150^\circ \\ \varphi_A \leqslant 0^\circ \end{cases}$
起居室 STA-STA	墙的第二阶反射	$W_\varphi(\varphi) = \begin{cases} 0 & \varphi < -180^\circ \\ 2/423 & -180^\circ \leqslant \varphi < -129^\circ \\ 0 & -129^\circ \leqslant \varphi < 73^\circ \\ 3/423 & -129^\circ \leqslant \varphi < 73^\circ \\ 0 & \varphi \geqslant 180^\circ \end{cases}$ 对墙 1—4， $W_\varphi(\varphi) = \begin{cases} 0 & \varphi < -180^\circ \\ 3/423 & -180^\circ \leqslant \varphi < -73^\circ \\ 0 & -73^\circ \leqslant \varphi < 129^\circ \\ 2/423 & 129^\circ \leqslant \varphi < 180^\circ \\ 0 & \varphi > 180^\circ \end{cases}$ 对墙 1，2， $W_\varphi(\varphi) = \begin{cases} 0 & \varphi < 18^\circ \\ 1/130 & 18^\circ \leqslant \varphi < 148^\circ \\ 0 & \varphi \geqslant 148^\circ \end{cases}$ 对墙 4，2， $W_\varphi(\varphi) = \begin{cases} 0 & \varphi < -148^\circ \\ 1/130 & -148^\circ \leqslant \varphi < -18^\circ \\ 0 & \varphi \geqslant -18^\circ \end{cases}$ 对墙 2，4， $W_\varphi(\varphi) = \begin{cases} 0 & \varphi < -54^\circ \\ 1/108 & -54^\circ \leqslant \varphi < 54^\circ \\ 0 & \varphi \geqslant 54^\circ \end{cases}$ 对墙 3，1，
	从天花板到地板的第一阶反射	$W_\theta(\theta) = \begin{cases} 0 & \theta < 25^\circ \\ 0.01320\,\theta - 0.33000 & 25^\circ \leqslant \theta < 29^\circ \\ -0.00155\,\theta + 0.09761 & 29^\circ \leqslant \theta < 62.5^\circ \\ 0 & \theta \geqslant 62.5^\circ \end{cases}$
	从天花板到地板的第二阶反射	$W_\theta(\theta) = \begin{cases} 0 & \theta < 25^\circ \\ 0.01320\,\theta - 0.33000 & 25^\circ \leqslant \theta < 29^\circ \\ -0.00155\,\theta + 0.09761 & 29^\circ \leqslant \theta < 62.5^\circ \\ 0 & \theta \geqslant 62.5^\circ \end{cases}$

（续）

环境和场景	描　　述	AoA 或 EoA 概率分布函数
起居室 STA-STA	从墙到天花板的第二阶反射	$W_\theta(\theta)=\begin{cases}0 & \theta<12^\circ \\ 1/18 & 12^\circ\leqslant\theta<20^\circ \\ 0 & \theta\geqslant20^\circ\end{cases}$ 从墙1到天花板 $W_\theta(\theta)=\begin{cases}0 & \theta<13^\circ \\ 1/11 & 13^\circ\leqslant\theta<24^\circ \\ 0 & \theta<24^\circ\end{cases}$ 从天花板到墙2/4 $W_\theta(\theta)=\begin{cases}0 & \theta<18^\circ \\ 1/21 & 18^\circ\leqslant\theta<39^\circ \\ 0 & \theta\geqslant39^\circ\end{cases}$ 从墙2/4到天花板

2.5 小结

在本章中，我们概述了60GHz信道建模，其中主要探讨了小尺度和大尺度信道的特性。特别是对通信链路带来巨大影响的路径损耗和阴影衰落。例如，在10m处，IEEE 802.15.3c信道模型家庭环境NLOS场景中路损总计约为110.4dB（见表2-4），需要补偿这些损耗以实现吉比特无线传输。通过使用波束赋形技术，可以很容易在链路的一端提供15dB增益。波束赋形对于60GHz通信十分重要（见第5章）。虽然参考文献中提出了很多信道模型，但是仍然没有真正基于测量结果的60GHz MIMO信道模型，需要进行更多的测量和建模工作来进一步研究60GHz频带上MIMO传输的机制。此外，之前的结果表明圆极化信号可以用在60GHz传输；但是目前还没有找到不同极化信号的通用信道模型，因此需要进行更多有深度的研究。

参考文献

[1] Erceg, V. (2004) TGn Channel Models. IEEE 802.11-03-940-04, May.

[2] Yong, S.K (2007) TG3c Channel Modeling Sub-committee Final Report IEEE 802.15-07-0584-01-003c, March.

[3] Maltsev, A. (2009) Channel models for 60 GHz WLAN systems. IEEE 802.11-09-0334-03ad, July.

[4] 3rd Generation Partnership Project, Technical Specification Group Radio Access Network (2007) Spatial channel model for Multiple Input Multiple Output (MIMO) simulations (Release 7.0). 3GPP TR 25.996 V7.0.0, June.

[5] Steinbauer, M., Molisch, A.F and Bonek, E. (2001) The double-directional radio channel. *IEEE Communications Magazine*, **43**(4).

[6] Fleury, B.H and Leuthold, P.E (1996) Radiowave propagation in mobile communications: an overview of European research. *IEEE Communications Magazine*, **34**(2), 70–81.

[7] Saunders, S.R (1999) *Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems*. Chichester: John Wiley & Sons, Ltd..

[8] Rappaport, T.S (2002) *Wireless Communications: Principles and Practice*, 2nd edn. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall PTR.

[9] Vaughan, R. and Bach Andersen, J. (2003) *Channels, Propagation and Antennas for Mobile Communications*. London: IEE Press.

[10] Janaswamy, R. (2006) An indoor path loss based on 60 GHz transport theory. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, **5**(1), 58–60.

[11] Smulders, P. and Correia, L. (1997) Characterisation of propagation in 60 GHz radio channels. *Electronic and Communication Engineering Journal*, **9**(2), 73–80.

[12] Hansen, J. (2002) A novel stochastic millimeter-wave indoor radio channel. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, **20**(6), 1240–1246.

[13] Moraitis, N. and Constantinou, P. (2002) Indoor channel modeling at 60 GHz for wireless LAN applications. *Proceedings of the IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communication*, vol. 3, pp. 1203–1207, September.

[14] Lostalen, Y., Corre, Y., Louët, Y., Helloco, Y.L, Collonge, S. and Zein, G.E (2002) Comparison of measurements and simulations in indoor environments for wireless local area networks. *Proceddings of the IEEE Vehicular Technology Conf*erence, vol. 1, pp. 389–393, May.

[15] Rappaport, T.S and Sandhu, S. (1994) Radio-wave propagation for emerging wireless personal-communication systems. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, **36**(5), 14–24.

[16] Peter, M., Keusgen, W. and Felbecker, R. (2007) Measurement and ray-tracing simulation of the 60 GHz indoor broadband channel: model accuracy and parameterization. *2nd European Conference on Antennas and Propagataion*, pp. 1–8, November.

[17] Khafaji, A., Saadane, R. El Abbadi, J. and Belkasmi, M. (2008) Ray tracing technique based 60 GHz band propagation modelling and influence of people shadowing. *International Journal of Electrical, Computer, and Systems Engineering*, pp. 102–108.

[18] Jacob, M., Kumer, T. and Chambelin, P. (2009) Deterministic channel modeling for 60 GHz WLAN. IEEE 802.11-09-302-00-ad, July.

[19] Lim, C.-P., Lee, M. Burkholder, R.J, Volakis, J.L Marhefka, R.J (2009) 60 GHz indoor propagation studies for wireless communications based on a ray-tracing method. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, article ID 73928, January.

[20] Yong, S.K, Chong, C.C and Lee, S.S (2005) General guidelines for measurement techniques and procedures. IEEE 802.15-05-0357-00-003c, July.

[21] Liberti, J.C and Rappaport, T.S (1996) A geometrically based model for line-of-sight multipath radio channels. *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference*, pp. 844–848, April.

[22] Petrus, P., Reed, J.H and Rappaport, T.S (2002) Geometrical-based statistical macrocell channel model for mobile environments. *IEEE Transactions on Communications*, **50**(3), 495–502.

[23] Ertel, R.B and Reed, J.H (1999) Angle and time of arrival statistics for circular and elliptical scattering models. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, **17**(11), 1829–1840.

[24] Svantesson, T. (2002) A double-bounce channel model for multi-polarized MIMO systems. *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 2, pp. 691–695, May.

[25] Weichselberger, W., Herdin, M. Özcelik, H. and Bonek, E. (2006) A stochastic MIMO channel model with joint correlation of both link ends. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, **5**(1), 90–101..

[26] Kermoal, J.P, Schumacher, L., Pedersen, K.I, Mogensen, P.E and Frederiksen, F. (2002) A stochastic MIMO radio channel model with experimental validation. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, **20**(6), 1211–1226.

[27] Molisch, A.F et al. (2008) A comprehensive standardized model for ultrawideband propagation channels. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, **5**(51), 3151–3166.
[28] Chong, C.-C., Kim, Y.E, Yong, S.K and Lee, S.S (2005) Statistical characterization of the UWB propagation channel in indoor residential environment. *Wireless Communications and Mobile Computing*, **5**(5), 503–512 (special issue on UWB communications).
[29] Xu, H., Kukshya, V. and Rappaport, T.S (2002) Spatial and temporal characteristics of 60 GHz indoor channels. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, **20**(3), 620–630.
[30] Anderson, C.R and Rappaport, T.S (2004) In-building wideband partition loss measurements at 2.5 and 60 GHz. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, **3**(3), 922–928.
[31] Matic, D., Harada, H. and Prasad, R. (1998) Indoor and outdoor frequency measurements for MM-waves in the range of 60 GHz. *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 1, pp. 567–571, May.
[32] Moriatis N. and Constantinou, P. (2004) Indoor channel measurements and characterization at 60 GHz for wireless local area network applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, **52**(12), 3180–3189.
[33] Fiacco, M., Parks, M., Radi, H. and Saunders, S.R (1998) Final Report: Indoor propagation factors at 17 and 60 GHz. Technical report and study carried out on behalf of the Radiocommunications Agency, University of Surrey, August.
[34] Radi, H., Fiacco, M., Parks, M.A N. and Saunders, S.R (1998) Simultaneous indoor propagation measurements at 17 and 60 GHz for wireless local area networks. *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference*, pp. 510–514, May.
[35] Yang, H., Smulders, P.F M. and Herben, M.H A.J (2007) Channel characteristics and transmission performance for various channel configurations at 60 GHz. *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, article ID 19613.
[36] Geng, S., Kivinen, J., Zhao, X. and Vainikainen, P. (2009) Millimeter-wave propagation channel characterization for short-range wireless communication. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 58(1), 3–13.
[37] Kalivas, G., El-Tanany, M. and Mahmoud, S. (1995) Millimeter-wave channel measurements with space diversity for indoor wireless communications. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, **44**, 494–505.
[38] Kajiwara, A. (1997) Millimeter wave indoor radio channel artificial reflector. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, **46**, 486–493.
[39] Bultitude, R.J C., Hahn, R.F and Davies, R.J (1998) Propagation considerations for the design of the an indoor broad band communications system at EHF. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, **47**, 235–245.
[40] Kivinen, J. (2007) 60- GHz wideband radio channel sounder. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, **56**(5), 1831–1838.
[41] Pendergrass, M. (2002) Empirically based statistical ultra-wideband channel model. IEEE P802.15-02/240-SG3a.
[42] Bohdanowicz, A. (2000) Wideband indoor and outdoor radio channel measurements at 17 GHz. UBICOM Technical Report, January.
[43] Thomas, H.J et al. (1994) An experimental study of the propagation of 55 GHz millimeter waves in an urban mobile radio environment. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, **43**(1), 140–146.
[44] Yang, H.B, Herben, M.H A.J and Smulders, P.F M. (2005) Impact of antenna pattern and reflective environment on 60 GHz indoor radio channel characteristics. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, **4**.
[45] Collonge, S., Zaharia, G. and Zein, G.E (2004) Influence of the human activity on wideband

characteristics of the 60 GHz indoor radio channel. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, **3**(6), 2389–2406.

[46] Kunisch, J., Zollinger, E. Pamp, J. and Winkelmann, A. (1997) MEDIAN 60 GHz wideband indoor radio channel measurements and model. *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference*, pp. 2393–2397.

[47] Maltsev, A. et al. (2010) Channel models for 60 GHz WLAN systems. IEEE 802.11-09-0334-06-ad, January.

[48] Zwick, T., Beukema T.J and Nam, H. (2005) Wideband channel sounder with measurements and model for the 60 GHz indoor radio channel. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, **54**, 1266–1277.

[49] Choi, M.S, Grosskopf, G. and Rohde, D. (2005) Statistical characteristics of 60 GHz wideband indoor propagation channel. *Proceedings of the IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Commununications*, September.

[50] Saleh, A. and Valenzuela, R. (1987) A statistical model for indoor multipath propagation. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, **5**(2), 128–137.

[51] Spencer, Q., Jeffs, B.D Jensen, M.A and Swindlehurst, A.L (2000) Modeling the statistical time and angle of arrival characteristics. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, **18**(3), 347–360.

[52] Chong, C.-C., Tan, C.-M., Laurenson, D.I, McLaughlin, S., Beach, M.A and Nix, A.R (2003) A new statistical wideband spatio-temporal channel model for 5-GHz band WLAN systems. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, **21**(2), 139–150.

[53] Chong, C.-C. and Yong, S.K (2005) A generic statistical-based UWB channel model for high-rise apartments, *IEEE Transactions on Antennas Propag.*, **53**(8), 2389–2399.

[54] Sawada, H. et al. (2006) LOS office channel model based on TSV model. IEEE 802.15-06-0377-00-00-3c, September.

[55] Pollock, T. et al. (2006) Office 60 GHz channel measurements and model. IEEE 802.15-06-0316-00-00-3c, July.

[56] Liu, C. et al. (2006) NICTA indoor 60 GHz channel measurements and analysis update. IEEE 802.15-06-0222-00-00-3c, May.

[57] Cramer, R.J, Scholtz, R.A and Win, M.Z (2002) An evaluation of the ultra-wideband propagation channel. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, **50**(5), 561–570.

[58] Guerin, S. (1996) Indoor wideband and narrowband propagation measurements around 60.5 GHz in an empty and furnished room. *IEEE Vehicular Technology Conference '96*, vol. 1, pp. 160–164, May.

[59] Purwaha, J., Mank, A., Matic, D., Witrisal, K. and Prasad, R. (1998) Wide-band channel measurements at 60 GHz in indoor environments. *Symposium on Vehicular Technology and Communications*, Brussels, October.

[60] Park, J.H, Kim, Y., Hur, Y.S, Lim, K. and Kim, K.H (1998) Analysis of 60 GHz band indoor wireless channels with channel configurations. *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, pp. 617–620.

[61] Smulders, P.F M. (1995) Broadband wireless LANs: a feasibility study. Ph.D. thesis, Eindhoven University.

[62] Manabe, T., Sato, K., Masuzawa, H., Taira, K., Ihara, T., Kasashima, Y. and Yamaki, K. (1995) Polarization dependence of multipath propagation and high-speed transmission characteristics of indoor millimeter-wave channel at 60 GHz. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, **44**(2), 268–274.

[63] Manabe, T., Miura, Y. and Ihara, T. (1996) Effects of antenna directivity and polarization on indoor multipath propagation characteristics at 60 GHz. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, **14**(3), 441–448.

[64] Clavier, L. et al. (2001) Wideband 60 GHz indoor channel: characterization and statistical modeling. *Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference*, vol. 4, pp. 2098–2102, October.
[65] Siamarou, A.G and Al-Nuaimi, M.O (2001) Multipath delay spread and signal level measurements for indoor wireless radio channel at 62.4 GHz. *IEEE Vehicular Technology Conference '01*, pp. 454–458.
[66] Hubner, J., Zerisberg, S., Koora, K., Borowski, J. and Finger, A. (1997) Simple channel model for 60 GHz indoor wireless LAN design based on complex wideband measurements. *IEEE Vehicular Technology Conference '97*, vol. 2, pp. 1004–1008, May.
[67] Davies, R., Bensebti, M., Beach,, M.A and McGeehan, J.P (1991) Wireless propagation measurements in indoor multipath environments at 1.7 GHz and 60 GHz for small cell systems. *IEEE Vehicular Technology Conference '91*, pp. 581–593, May.
[68] Williamson, M.R, Athanasiadou, G.E and Nix, A.R (1997) Investigating the effects of antenna directivity on wireless indoor communication at 60 GHz. *Proceedings of the IEEE Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 2, pp. 635–639, September.
[69] Ranvier, S., Kivinen, J. and Vainikainen, P. (2007) Millimeter-wave MIMO radio channel sounder. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, **56**(3), 1018–1024.
[70] Liu, C., Skafidas, E., Pollock, T.S and Evans, R.J (2006) Angle of arrival extended S-V model for the 60 GHz wireless desktop channel. *Proceedings of the IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, pp. 1–6, September.
[71] Moraitis, N. and Constantinou, P. (2006) Measurements and characterization of wideband indoor radio channel at 60 GHz. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, **5**(4), 880–889.
[72] Molisch, A.F, Win, M.Z and Cassioli, D. (2000) The ultra-wide bandwidth indoor channel: from statistical model to simulations. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, **20**, 1247–1257.
[73] Yong, S.K and Clerckx, B. (2007) The use of polarization for file transferring. ECMA TG20-TC32-2007-036, March.
[74] Oestges, C. and Clerckx, B. (2007) *MIMO Wireless Communications: From Real-World Propagation to Space-Time Code Design*. Boston: Elsevier.
[75] Maltsev, A. et al. (2009) Polarization model for 60 GHz. IEEE 802.11-09-0431-00ad, April.
[76] Pagani, P., Siaud, I., Malhouroux, N. and Li, W. (2006) Adaptation of the France Telecom 60 GHz channel model to the TG3c framework. IEEE 802.15-06-0218-00-003c, April.
[77] Sawada, H., Kato, S. and Sato, K. (2009) Propagation measurements and considerations for TGad channel modeling in conference room, living room and cubicle environments.IEEE 802.11-09-0874-01-ad, May.
[78] Toyoda, I. (2006) Reference antenna model with sidelobe level for TG3c Evaluation. IEEE 802.15.06-0474-00-003c, October.

第3章　60GHz系统中的非理想射频前端模型

Chang-Soon Choi，Maxim Piz 和 Eckhar Grass

正如在第1章中介绍的，60GHz无线系统正被视为可以用于不同的消费应用，包括短距离文件传输、室内吉比特家庭网络[⊖]等。基于60GHz的无线用户终端产品能否得到广泛商业应用的关键技术问题之一就是如何低成本有效地实现产品。这就推动了很多基于芯片的毫米波技术的发展，比起过去几年中在60GHz频带中使用Ⅲ-Ⅴ族复杂的半导体技术相比，现在的技术能提供更高的集成度和更低的功耗。

但是，如果我们想提供与低于5GHz的微波前端性能相当的基于芯片的60GHz前端，仍然存在很多问题需要解决。60GHz射频（RF）前端的问题包括在60GHz系统设计中必须解决一些重要的RF非线性问题。这个问题在移动或手持设备相关的应用中更加严重，因为在移动或手持设备中由于集成度更高的射频电路设计必须考虑低功耗和小的成形因子。

本章的目的是介绍在60GHz系统设计中需要考虑的RF非线性因素，并建立非线性器件的行为模型，在不进行复杂的电路级仿真的前提下提供简单、有效的预测系统性能方法。本章3.1节概述了主要的RF模拟前端架构和这些架构在60GHz系统中的应用，同时还简单地介绍了这些架构中的RF非线性。3.2节讨论了功率放大器的非线性。首先概述了功率放大器的模型，然后介绍了功率放大器非线性对系统性能的影响。3.3节讨论了由于本地振荡（LO）带来的相位噪声，以及相位噪声的行为模型。最后讨论了其他可能影响系统性能的RF非线性。

3.1　射频前端架构

3.1.1　超外差架构

长期以来超外差结构一直是无线接收机的标准选择，因为超外差结构能提供很高的选择性和灵敏度。简单来说，超外差接收机把接收到的射频信号能量通过一些步骤转换到基带。图3-1a给出了两步骤超外差接收机的框图。首先，RF带通滤波

⊖ 本工作受到德国联邦教育和研究部（BMBF）WIGWAM和EASY-A项目资助。作者还要感谢IHP的模拟电路组。

器在天线收集到的射频信号中抑制掉带外信号，然后通过低噪声放大器（LNA）放大带内信号，同时保持系统本地噪声尽可能低。下一个滤波器抑制混频后与原始信号混叠的镜像信号。第一个本地振荡下变频把射频信号搬移到中频（IF）。在中频阶段利用高选择性滤波器进行信道选择，从而降低在后续阶段的动态范围需求。自动增益控制（AGC）放大器调节信号功率从而优化I/Q解调。在划分到I/Q两路信号后，中频IF信号通过两个混频器和第二个正交本地振荡下变频到基带。在功率控制和抗混叠滤波后，基带信号转换为数字信号。

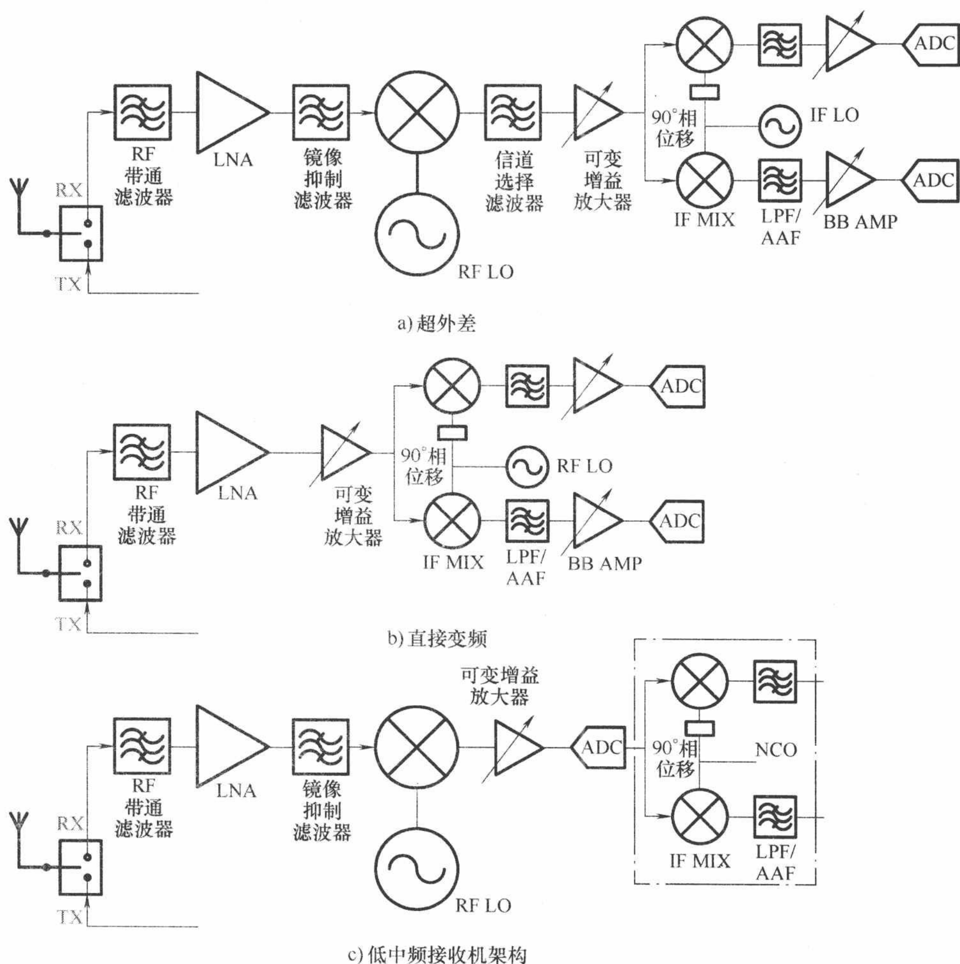
高的信道选择性一方面可以降低本地振荡的自混频引起的接收机动态范围减少，因为第一个本地振荡与射频不同。此外，第二个本地振荡器到中频I/Q混频器仍然存在本地振荡泄露，但是在低中频域有较好的隔离度，并且在中频阶段没有高增益的元件。另一个优点是在第一个本地振荡阶段可能出现固定频率本地振荡（不是所有的超外差接收机），不需要具有较宽调谐范围的压控振荡器（VCO），以及优化锁相环（PLL）来抑制VCO产生的相位噪声，比起覆盖所有射频信道的可调谐频率合成器，这样可以改善相位噪声特性。

由于超外差接收机良好的性能，目前大多数开发的60GHz收发机都是基于该架构。镜像频率抑制问题可以通过使用更高的中频（比LNA或功放PA的频率选择响应高数GHz的频段）来缓解，而不需要集成外置镜像抑制滤波器。例如，在参考文献［1-3］中报道了使用5GHz、9GHz和12GHz中频实现的60GHz收发机。使用5GHz中频已经被证明是最普遍的做法，因为5GHz无线局域网应用中使用的中频模块可以直接用在60GHz中。中频可以由第一个本地振荡器通过分频来产生-滑动中频架构。这就避免了使用额外的晶体振荡器和PLL来做中频下变频（虽然这时的中频频率仍然很高）。这样可以降低成形因子和功耗，而不影响超外差架构的优点。

3.1.2 直接变频架构

与超外差接收机相比，直接变频架构把接收到的RF信号不经过中间阶段直接变换到基带。图3-1b给出了直接变频接收机的实现框图。在滤波和低噪声放大器后，通过AGC调节信号的功率用于最优正交解调。在划分为I/Q两路信号后，中频信号经过两个RF混频器和正交本地振荡器直接变频到基带。之后的基带低通滤波器（LPF）既可用于抽样的抗混叠，还可以抑制邻近信道的信道选择。

直接变频架构与超外差架构相比更加简单，需要的元件也要少。此外，直接变频不受到在多阶段变频架构中存在的镜像频率的影响。因此，直接变频更容易集成为单芯片，而不需要集成镜像抑制和中频滤波器。在移动应用中，由于低功耗是最重要的性能考虑，因此直接变频更加具有优势。直接变频接收机主要的缺点是需要射频器件具有更高的动态范围，包括放大器和混频器，因为射频信号直接变换到基



a) 超外差

b) 直接变频

c) 低中频接收机架构

图 3-1　RF 模拟前端

带，而信道选择是在基带进行的。本地振荡器的自混频更加严重，这会造成直流偏移并降低接收机动态范围。I/Q 失配是直接变频接收机另一个需要考虑的问题，它是由于射频器件中使用的有源和无源元器件存在的布局限制造成的，并且随着工作频率的增加而增大。

在设计 60GHz 无线系统中，不成熟的 60GHz 电路技术使得使用直接变频架构存在很多挑战。但是，参考文献［4-5］中报道了在 60GHz 系统中使用直接变频架构接收机用于需要低功耗和低成本收发机的短距离文件传输应用。

3.1.3　低中频架构

低中频架构也称为“数字中频”，因为下变频后的中频信号在模-数转换后是

在数字域进行处理。低中频的框图如图3.1c所示。射频信号不直接变换到基带，而是转移到低中频，此时模-数转换器（ADC）的抽样速率可以直接把低中频信号转换成数字信号。然后，低中频信号被ADC抽样，I/Q正交解调在数字域进行。这样设计的目的是在保持简单的射频架构的同时克服直接变频架构的问题。但是，低中频架构需要ADC既具有更高的抽样速率，又有较大的动态范围。

ADC抽样速率已经成为了吉比特60GHz无线系统中的性能瓶颈。例如，IEEE 802.15.3c标准需要抽样速率大于2.6GHz[6]。但是，目前很少有ADC可以满足所需的比特位数和所需的抽样速率。低中频需要超过8bit和5GHz抽样速率，目前的技术很难实现这么高的抽样速率和比特。因此，低中频架构目前不是60GHz系统设计的主流。

3.2 非线性功率放大器

3.2.1 线性和效率的权衡

大多数发射机和接收机的有源RF元器件都具有非线性传输特性。其中，功率放大器是无线发射机中最主要的非线性来源。该问题在60GHz无线系统中更严重，因为基于硅的集成功率放大器是设计用于低成本解决方案，不能在保持高线性的同时提供足够大的功率传输。

图3-2给出了用SiGe实现的一个60GHz功率放大器，其中输出功率和附加功率效率（PAE）当做输入功率的函数给出。PAE用η表示，定义为放大的输出信号功率和应用在功率放大器的直流功率的比率，可以表示为

$$\eta = \frac{P_{\text{out}} - P_{\text{in}}}{P_{\text{dc}}} \tag{3-1}$$

式中，P_{in}是输入功率；P_{out}是感兴趣频段上的功率放大器所需的输出功率；P_{dc}是提供给功率放大器的直流输入功率。

在现代无线通信系统中，功率放大器占用了系统功耗的大部分，因此要尽量让功率放大器工作在输入饱和点，从而实现最大功率效率，见图3-2坐标轴右端。但是，工作在输入饱和点会增大功放的非线性，导致失真变大和信噪失真比（SNDR）下降。显然，在功率放大器的功率效率和非线性间存在着权衡。系统设计者在决定满足系统需求的功率放大器的最优工作点时必须考虑到这个权衡。

这个权衡还取决于功率放大器的类型。A、B、AB和C类功率放大器是最常用的功率放大器。功率放大器的分类是根据功率放大器的输入信号功率和工作点。图3-3简单的说明了这些功率放大器的工作点。

如图3-3a所示，在A类功率放大器中，核心晶体管偏置一直设置在有源

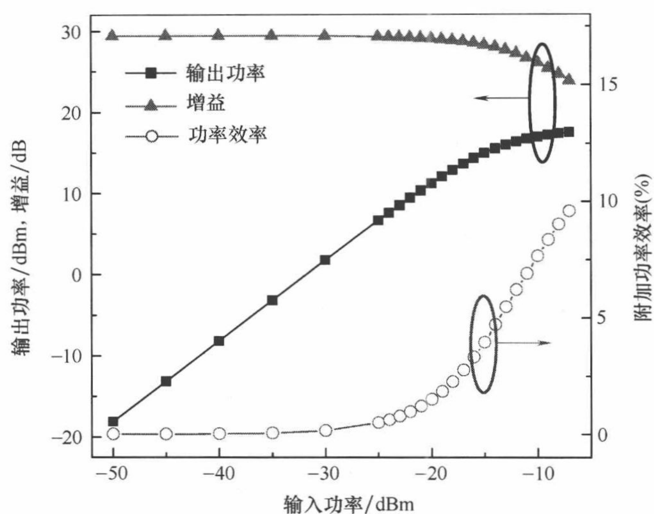


图 3-2　60GHz SiGe 功率放大器的传输曲线

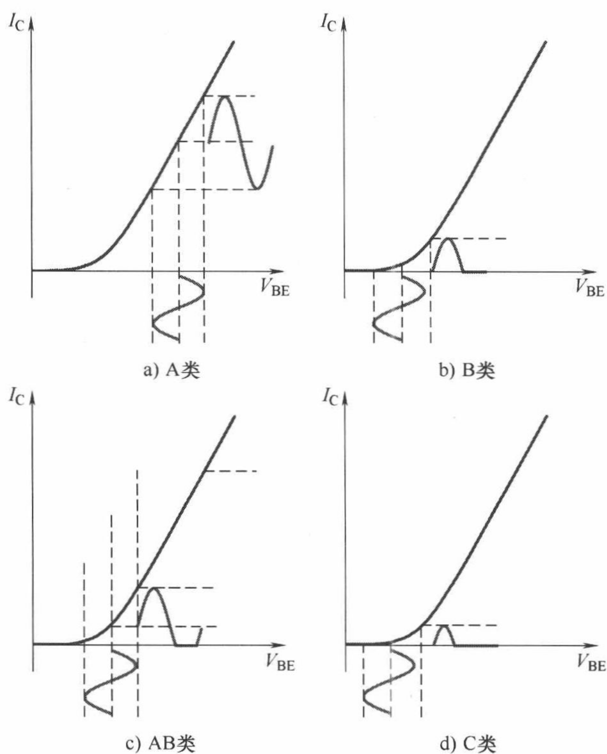


图 3-3　功率放大器的类型

模式。因此输入信号一直都完全放大，在输出阶段的导通角为360°。A类功率放大器的非线性失真最小，但是付出的代价是较大的偏置电流和电压，具有较高的线性和较低的功率效率。此外，不管输入信号如何，偏置电流一直存在，从而导致功率效率低下。如果使用理想电感负荷，A类功率放大器的最大效率是50%。为了达到更高的功率效率，功率放大器中的核心晶体管设计成在输入信号的半个工作周期内（180°）处于有源模式。如图3-3b所示，B类功率放大器的失真要比A类功率放大器要大。但是，B类功率放大器的理想功率效率提高到了78.5%，当输入信号动态范围较大时B类功率放大器的平均功率效率比A类功率放大器要高几倍。

A类和B类功率放大器之间的是AB类功率放大器，如图3-3c所示。导通角为180°~360°，因此AB类功率放大器的效率比A类要高，但是非线性失真也要大。但是，在某些应用中可以忽略或者补偿非线性失真，尤其是在单载波（SC）调整方案的系统中。偏置水平正好在门限值之上，并可以根据线性需求进行调节。

C类功率放大器比B类功率放大器功率效率更高。晶体管的偏置在门限电压之下（截止模式），因此在小于输入信号的工作周期一半时间内处于有源模式，如图3-3d所示。理论上，通过减少导通角到0°可以让C类功率放大器的功率效率达到100%。但是，这样会导致输出功率水平急剧下降。一般来说，使用90°导通角的C类功率放大器可以到达90%的功率效率。

3.2.2　非线性建模

为了量化PA非线性对系统性能的影响，需要对PA特性的行为模型进行研究．在射频前端规范中，一般用增益压缩和互调失真水平来描述非线性的程度。这些系统参数可以通过简单的分析模型得到。假设功率放大器建模成三次多项式时不变系统，输出信号$y(t)$可以表示为

$$y(t)=a_1x(t)+a_2x^2(t)+a_3x^3(t) \tag{3-2}$$

式中，$x(t)$是输入信号；a_1、a_2和a_3是多项式系数：a_1表示小信号线性增益，a_2和a_3分别是对应二次谐波和三次谐波的非线性系数。假设输入信号为单正弦信号$x(t)=A\cos(\omega_f t)$，幅度为A频率为ω_f，这时输出信号分量的幅度包括：

$$\begin{array}{ll}\text{直流} & \frac{1}{2}a_2A^2 \\ \text{基础频率}(\omega_f) & a_1A+\frac{3}{4}a_3A^3 \\ \text{二次谐波}(2\omega_f) & \frac{1}{2}a_2A^2 \\ \text{三次谐波}(3\omega_f) & \frac{1}{4}a_3A^2\end{array} \tag{3-3}$$

从式（3-3）可以看出非线性导致了新的频率分量，因而扩宽了频谱，引入了相邻信道干扰。基础频率（ω_f）的增益包括小信号线性增益 a_1 和三次非线性系数 a_3。这就意味着当 a_3 是负值时，基础频率的增益减少。当增益比小信号线性增益少 1dB 时对应的输入功率称为输入 1dB 压缩点（IP_{1dB}），对应的输出功率称为输出 1dB 压缩点（OP_{1dB}）。IP_{1dB} 可以计算为

$$IP_{1dB} = \sqrt{0.145\left|\frac{a_1}{a_3}\right|} \tag{3-4}$$

多音频信号的载波分量之间混频更多，因此当输入信号为多音频信号时，非线性更加严重，一般称为互调失真（IMD）。假设输入为两音频信号，即 $x(t) = A\cos(\omega_1 t) + A\cos(\omega_2 t)$，基频和互调分量的幅度分别表示为

基础频率（ω_1）为 $(a_1 A + (9a_3/4)A^3)\cos(\omega_1 t)$，$(a_1 A + (9a_3/4)A^3)\cos(\omega_2 t)$

2 阶互调为 $a_2 A^2\cos((\omega_1 + \omega_2)t) + a_2 A^2\cos((\omega_1 - \omega_2)t)$；

3 阶互调为 $(3a_3/4)A^3\cos((2\omega_1 + \omega_2)t) + (3a_3/4)A^3\cos((2\omega_1 - \omega_2)t) + (3a_3/4)A^3\cos((\omega_1 + 2\omega_2)t) + (3a_3/4)A^3\cos((\omega_1 - 2\omega_2)t)$

其中，2 阶互调可以通过设计全差分电路或带通滤波器移除，因为 2 阶互调频率与工作频段间隔较远。另一方面，在（$2\omega_1 - \omega_2$）和（$2\omega_2 - \omega_1$）的 3 阶互调分量位于工作频带内，因此不能通过滤波器来去除。这些分量和噪声类似会导致信号质量下降。一般用无杂散动态范围（SFDR）来表示主要受热噪声影响没有失真的输入功率。此外，还引入了三阶交调点（IP3）表示 3 阶交调分量与基频分量功率相等的点。注意实际中并不存在 IP3，因为功率放大器在达到 IP3 之前已经饱和。IP3 是通过基频分量的小信号输出和 3 阶交调分量线性插值得到的。图 3-4 给出了这些参数的示意图。

3.2.3　行为模型

在之前的章节，我们只研究了非线性功率放大器中输入信号功率（幅度）如何影响输出信号幅度。但是，功率放大器的输出相位也是随着输入信号功率变化的函数。图 3-5 给出了一种 60GHz SiGe 功率放大器的输出功率和相位与输入功率的函数图[7]。很明显输出功率和相位都取决于输入信号功率，这些特性可以用幅度到幅度（AM/AM）和幅度到相位（AM/PM）效应来描述。

如果这些 AM/AM 和 AM/PM 效应不仅与当前的输入信号有关，而且还和前一时刻的输入信号有关，则功率放大器的非线性失真还受记忆效应的影响。这些主要是因为高温、温度快速变化和偏置波动引起的，主要出现在用于卫星通信和蜂窝通信基站的高功率（数瓦量级）功率放大器中。在本书主要介绍的 60GHz 无线系统中，记忆效应可以忽略，因为在 1.4 节中介绍的大多数国家中用于室内无线局域网和无线个域网应用的 60GHz 发射功率一般限制在 10dBm 内。因此，60GHz 无线系

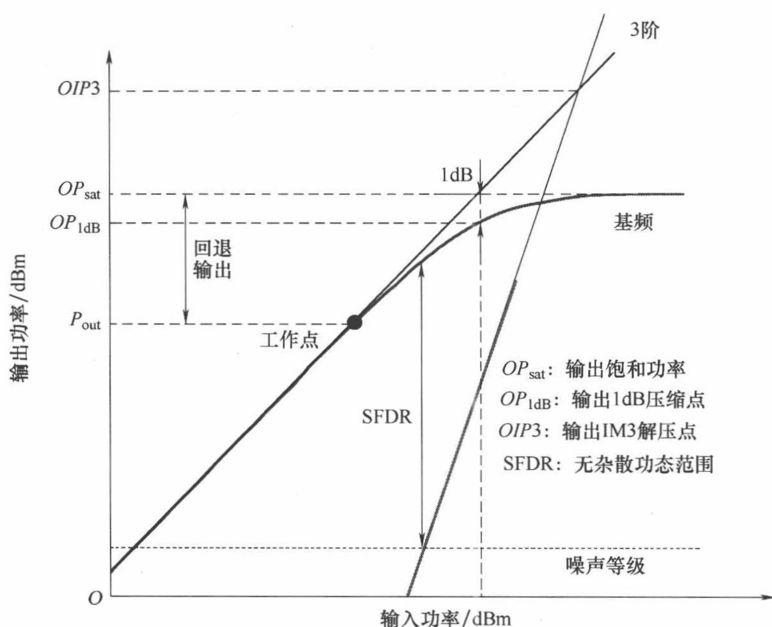


图 3-4　有源元件传输曲线中的 3 阶交调点（IP3），1dB 压缩点和无杂散动态范围

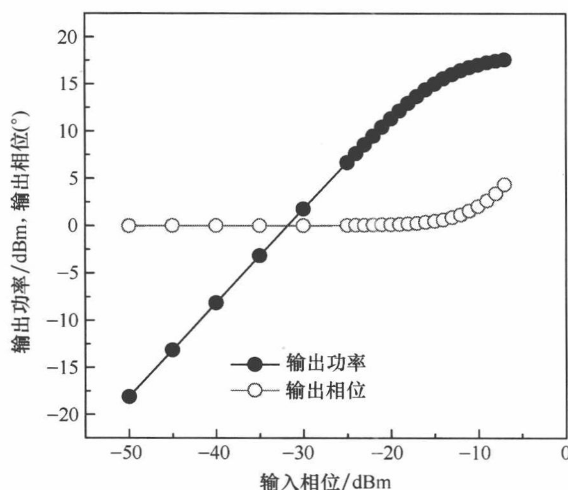


图 3-5　60GHz SiGe 功率放大器中输出功率和输出相位随输入功率变化的曲线图

统的功率放大器可以建模成无记忆系统。假设功率放大器的输入信号是 $x(t)=A(t)\cos[\omega_f t+\theta(t)]$，由此 AM/AM 和 AM/PM 效应的输出信号可以表示为

$$y(t)=G[A(t)]\cos[\omega_f t+\theta(t)+\phi[A(t)]] \tag{3-5}$$

式中，$G[A(t)]$和 $\varphi[A(t)]$分别是功率放大器的 AM/AM 和 AM/PM 影响。

在一些文献中报道了描述功放非线性的一些行为模型。Saleh 模型最初是在主要用于卫星通信的行波管（TWT）放大器中提出[8]。该模型由两个分别描述 AM/AM 和AM/PM 效应的公式组成，即

$$G[A(t)]=\frac{\alpha_G|A(t)|}{1+\beta_G|A(t)|^2} \tag{3-6}$$

$$\varphi[A(t)]=\frac{\alpha_\varphi|A(t)|^2}{1+\beta_\varphi|A(t)|^2} \tag{3-7}$$

式中，α_G，β_G，α_φ 和 β_φ 是实系数。Saleh 模型已经广泛应用在设计功率放大器线性技术和 IEEE 标准组织提案仿真的参考模型。但是，Saleh 模型不能很好地适合固态功率放大器，例如主要用于 60GHz 无线系统的 GaAs FET 和 SiGe HBT 放大器，因为该模型在这些放大器的饱和区内变得不够准确。图 3-6 给出了 60GHz SiGe 放大器的测量数据和拟合的 Saleh 模型。Saleh 模型在低输出电压区域拟合得很好，在输入电压较高的区域（接近放大器饱和点的区域）偏差变大。

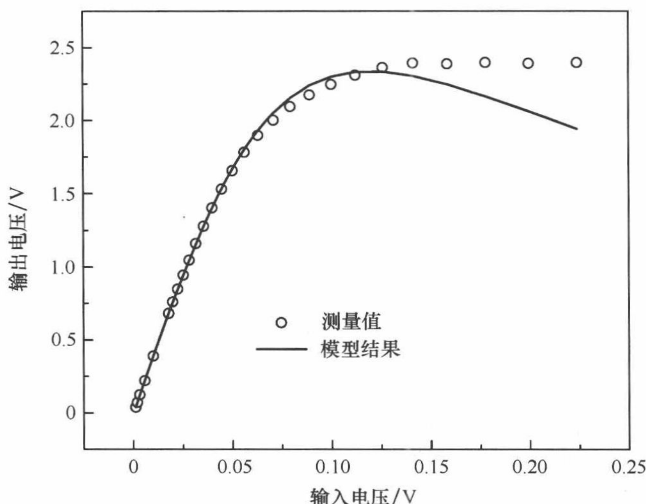


图 3-6　60GHz SiGe 功率放大器的测量输出电压和拟合的 Saleh 模型

另一个模型——Rapp 模型更适合于建模固态功率放大器[9]。Rapp 模型使用了简单的公式，主要参数有放大器小信号增益 G，饱和电压 V_{sat} 和平滑因子 p，即对于 AM/AM 效应有

$$G[A(t)]=\frac{G|A(t)|}{(1+(G|A(t)|/V_{sat})^{2p})^{1/2p}} \tag{3-8}$$

Rapp 模型只考虑了 AM/AM 效应，假设 AM/PM 效应对固态功放可以忽略。但是在某些情况下，AM/PM 效应不能完全忽略，而应该在准确仿真系统

性能时加以考虑。为了加入 AM/PM 效应，参考文献［10］中提出了修正 Rapp 模型。修正 Rapp 模型的 AM/AM 效应与式（3-8）一样，只是 AM/PM 效应则由下式得到：

$$\phi[A(t)] = \frac{\alpha |A(t)|^q}{1 + (|A(t)|/\beta)^q} \tag{3-9}$$

式中，α、β 和 q 是修正参数。图 3-7 提供了 60GHz SiGe 功率放大器的测量结果和修正 Rapp 模型。显而易见，修正 Rapp 模型很好地与测量数据拟合，因此可以准确地描述 60GHz 功率放大器的非线性行为。

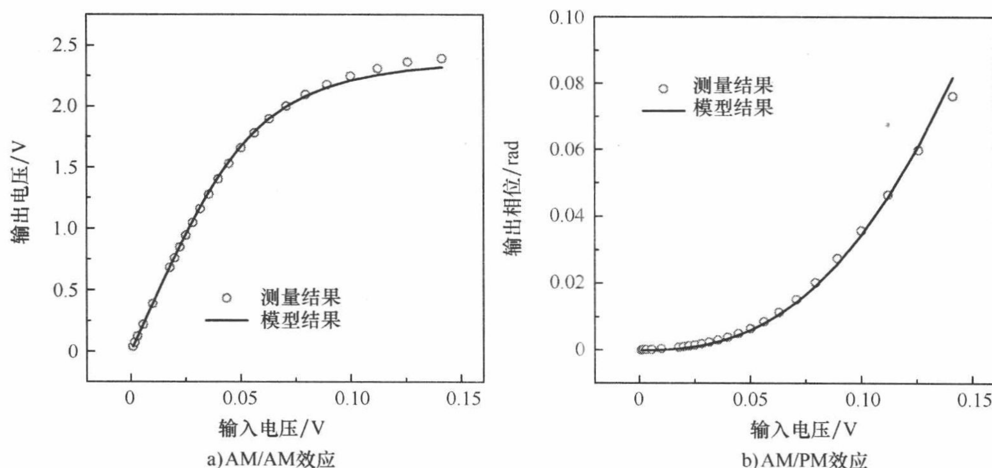


图 3-7 60GHz SiGe 功率放大器[11]的测量结果和修正 Rapp 模型 AM/AM 效应和 AM/PM 效应（来自© 2009IEEE 授权使用）

3.2.4 输出回退和峰均功率比

如图 3-5 所示，非线性失真主要取决于功放的工作点。通过减少功率放大器的输出功率，功率放大器可以实现更线性的输出，但是付出的代价是降低了功率效率。在功率放大器满足线性需求的工作点范围内，应直接最大化功率效率，从而降低功耗。为了描述这个特性，通常引入输出饱和点的回退输出（*OBO*），可以表示为

$$OBO = 10\log_{10}(P_{\text{out}}/P_{\text{sat}}) \tag{3-10}$$

式中，P_{out}是功放发射的平均输出功率；P_{sat}是饱和输出功率。*OBO* 用来量化与最大可达到的功率相比功放提供的输出功率。

OBO 需求主要取决于通过功率放大器的输入信号。PAPR（峰均功率比）定义为时域上峰值功率和平均功率的比值，一般用于描述输入信号的动态范围。图

3-8a 给出了一个 60GHz 无线系统中 Gbit 正交频分复用（OFDM）信号的 PAPR 例子。可以看出 PAPR 随着输入信号抽样变化很大。图 3-8b 给出了 OFDM 信号 PAPR 的互补累积分布函数（CCDF）。PAPR 的 CCDF 定义为在时域给定的 PAPR 大于门限 PAPR 值的概率。

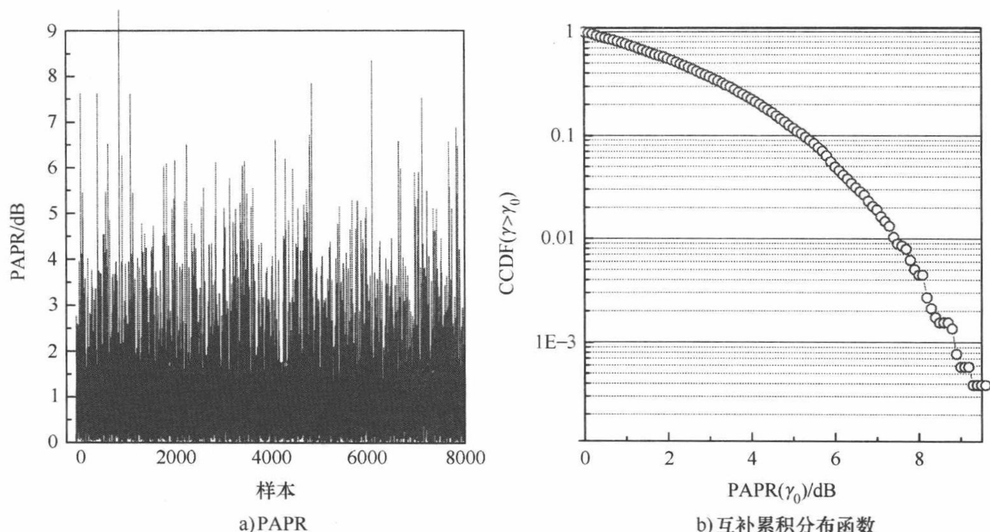


图 3-8　OFDM 信号的 PAPR 和互补累积分布函数（CCDF）

具有较高 PAPR 的输入信号必然具有较大的 *OBO*。但是，较大的 *OBO* 会降低功率效率，增加实现成本。此外，较大的 *OBO* 还提高了数据转换器的需求，只有这样才能让高峰值的信号准确的在模拟域和数字域间转换。

3.2.5　非线性功率放大器的影响

对于给定的具有特定 PAPR 值的输入信号，通过调整功率放大器的 *OBO* 来满足在很多无线通信标准中定义的射频频谱模板和误差矢量幅度（EVM）。3 阶和更高奇数阶互调产物不仅带来了带内的非线性失真，还导致在相邻信道上的频谱泄露。这种带外非线性失真可能会严重的干扰相邻信道的其他信号。因此，无线通信标准需要定义射频频谱模板来严格限制相邻信道干扰（ACI）。图 3-9 给出了在不同 *OBO* 时非线性功放带来的频谱再生现象。仿真中使用的输入信号是单载波 16QAM 调制，使用的功率放大器是图 3-7 给出的 60GHz SiGe 功率放大器。输入信号的频谱和 IEEE 802.15.3c 标准定义的频谱模板表示在了同一个图中用于比较[6]。显然可以看出当 *OBO* 等于 3dB 时，带外区域的频谱再生在频谱模板之下。但是，1dB 的 *OBO* 不满足 IEEE 802.15.3c 中定义的频谱模板需求，

因此必须增加 *OBO*。

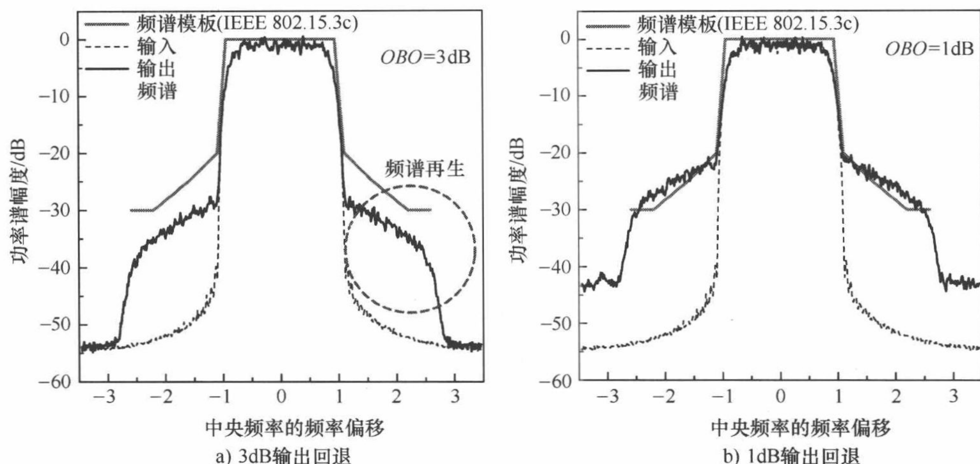


图 3-9　在 3dB 和 1dB 输出回退时的频谱再生和由此带来的相邻信道干扰

此外，带内非线性失真还导致输入信号衰减。图 3-10 给出了 16QAM 信号在 3dB 和 1dB *OBO* 的非线性功率放大器前和后的星座图。当 *OBO* 较小时，输出星座图可以观察到严重的失真，如图 3-10b 所示。还可以看到输出的星座点或多或少地表现出较大的圆环状，这是由于功率放大器的功率饱和现象导致的。此外，输出星座图稍微顺时针方向旋转，尤其是在低 *OBO*（1dB）的情况下，这是由于图 3-5 观察到的 AM/PM 现象引起的。

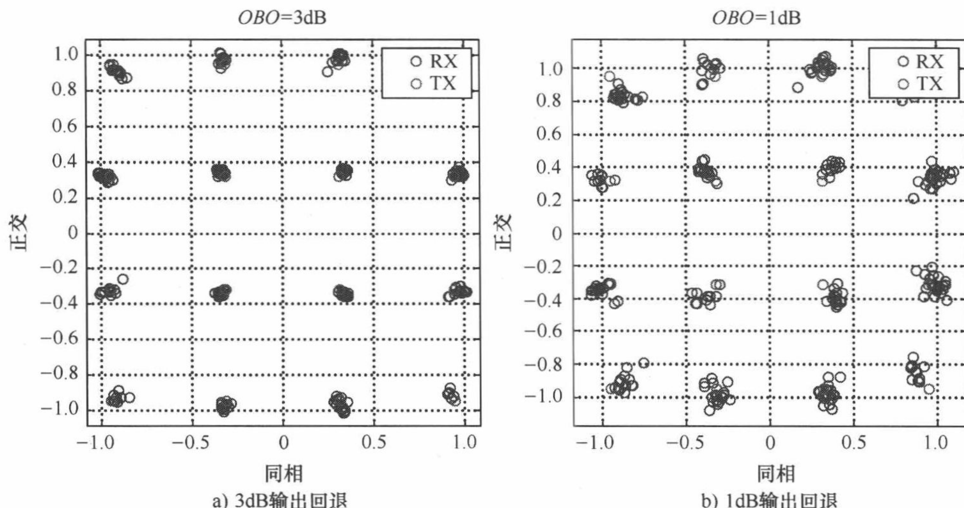


图 3-10　16QAM 信号在通过 3dB 和 1dB 输出回退的非线性功率放大器之前和之后的星座图

调制信号通过非线性功放之后的准确度可以用 *EVM* 测量来描述，*EVM* 被广泛地用于 IEEE 802.11 和 IEEE 802.15。*EVM* 定义为误差矢量相对于输入信号矢量的幅度，即

$$EVM = \frac{\sum[(I - I_0)^2 + (Q - Q_0)^2]^{1/2}}{N(I_m^2 + Q_m^2)^{1/2}} \tag{3-11}$$

式中，(I_0，Q_0) 是封闭星座点；$(I_m^2 + Q_m^2)^{1/2}$是平均功率；N 是符号数。*EVM* 与输入信号的 SNDR 非常相关，*EVM* 的倒数几乎等效于 SNDR，尤其是在中或高 SNDR 情况下。标准中定义了不同调制方式的不同 *EVM* 需求。

3.3　晶体振荡器带来的相位噪声

3.3.1　锁相环中建模相位噪声

本振产生的相位噪声被认为是射频损耗另一个不可避免的来源。在 60GHz 无线系统中，这种射频损耗更加严重，因为晶体振荡器的相位噪声随着晶体振荡器的频率提高而增大。此外，因为硅基片损耗导致缺乏高质量因子的被动元件，因此在芯片上集成 60GHz 收发机使得设计低相位噪声晶体振荡器更加困难。由于这些原因，大多数 60GHz 的工作都集中在 60GHz 锁相环的设计方法以及基带方案的优化，从而减少相位噪声对系统的影响。为了在锁相环中考虑相位噪声的影响，本节中提出了通用锁相环的分析和建模。

图 3-11 给出了锁相环的简单框图。锁相环由参考晶体振荡器、相位/频率检测器（PFD）、电荷泵（CP）、低通滤波器（LPF）、VCO 和可编程分频器组成。在锁相环中，VCO 的输出相位除以 *N*，与 PFD 的参考相位相比。电荷泵提供了与相位误差成正比的电流。然后通过 LPF 滤波之后进入 VCO 的控制端口。假设 PLL 的输出电压为

$$V_{out}(t) = V_0\cos[\omega_0 t + \phi_{out}(t)] \tag{3-12}$$

式中，V_0 是幅度；$f_0 = \omega_0/2\pi$ 是晶体振荡器频率；ϕ_{out} (t) 是相位差。PLL 所有的分量加在一起组成总的系统相位噪声[12]；但是参考时钟（具有缓冲）和 VCO 是 PLL 相位噪声最主要的来源。在参考文献［12，13］中研究了这些相位噪声源到相位噪声输出的转移特性的系统模型。

图 3-12 给出了锁相环的线性模型，其中 $I_{CP}/2\pi$（A/rad）是在电荷泵电流为 I_{cp}时的 PFD/CP 增益，$F(s)$ 是环路滤波器传递函数，$K_{VCO/S}$是频率因子为 s 的 VCO 增益，N 是锁相环的分频比。$K_{VCO} = d\omega/dV_{ctrl}$值代表角频率，单位是 rad/s/V。在这个锁相环模型中，锁相环的闭环传递函数可以表示为

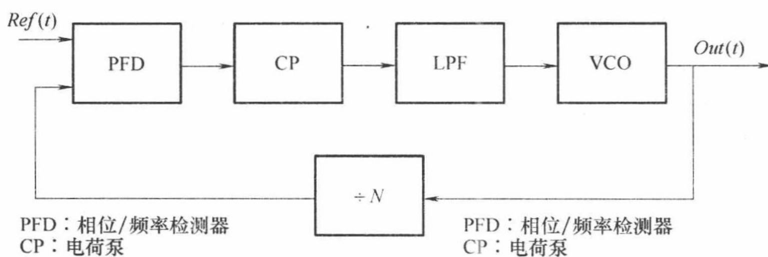


图3-11 通用锁相环结构

$$H = \frac{H_0}{1 + H_0/N} \tag{3-13}$$

其中前向传递函数 H_0 为

$$H_0 = \frac{I_{CP}F(s)K_{VCO}}{2\pi s} \tag{3-14}$$

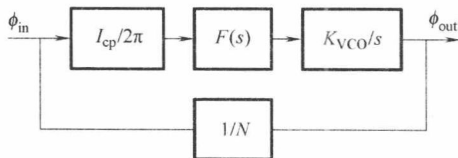


图3-12 线性锁相环模型

仿真中使用的2阶低通滤波器如图3-13a所示，电容值为 C_1，C_2，电阻值为 R_1。其传输阻抗特性可表示为

$$F(s) = \left(R_1 + \frac{1}{sC_1}\right) \Bigg\| \left(\frac{1}{sC_2}\right) \tag{3-15}$$

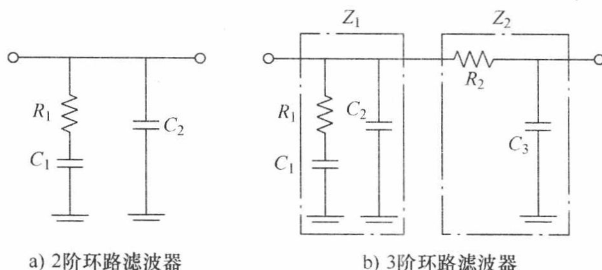


图3-13 2阶和3阶环路滤波器

大多数锁相环结构使用高阶低通滤波器来抑制参考杂射。图3-13b给出了一个3阶环路滤波器例子，其中电容值为 C_1、C_2 和 C_3，电阻值为 R_1、R_2。这个滤波器的传递函数为

$$F(s)=\frac{1}{sC_3}\frac{\cdot 1/Z_2}{1/Z_1+1/Z_2} \tag{3-16}$$

式中

$$Z_1=\left(R_1+\frac{1}{sC_1}\right)\Big\|\left(\frac{1}{sC_2}\right),Z_2=\left(R_2+\frac{1}{sC_3}\right) \tag{3-17}$$

第一个主要的噪声来源是参考晶体振荡器。参考晶体振荡器相位噪声作为频率偏移（f）的函数可以建模为

$$S_{\text{ref}}(f)=S_{\text{ref}}(\Delta f)\frac{(\Delta f)^2}{f^2}+S_{\text{ref,floor}} \tag{3-18}$$

式中，$S_{\text{ref}}(\Delta f)$ 是某个频率偏移 Δf 时在频谱的 -20dB/decade 区域内的相位噪声；$S_{\text{ref,floor}}$是参考噪声水平。假设图 3-12 的 VCO 不产生噪声，从参考相位到锁相环的输出相位的传递函数表示为

$$\frac{\phi_{\text{ref}}^{\text{out}}}{\phi_{\text{ref}}}=\frac{H_0}{1+H_0/N} \tag{3-19}$$

式中，$\phi_{\text{ref}}^{\text{out}}$是从参考相位 ϕ_{ref}得到的锁相环输出相位；H_0 是式（2-14）中的前向传递函数；N 是分频比。式（3-19）表示了锁相环的低通滤波函数，因此，锁相环输出的参考噪声频谱可以表示为

$$S_{\text{ref}}^{\text{out}}=S_{\text{ref}}N^2|H_{\text{LPF}}|^2 \tag{3-20}$$

式中

$$H_{\text{LPF}}=\frac{H_0/N}{1+H_0/N} \tag{3-21}$$

与式（3-18）类似，锁相环中另一个主要噪声来源-自由运行的 VCO 的相位噪声可以表示为

$$S_{\text{vco}}(f)=S_{\text{vco}}(\Delta f)\frac{(\Delta f)^2}{f^2}+S_{\text{vco,floor}} \tag{3-22}$$

式中，$S_{\text{vco}}(\Delta f)$ 是某个频率偏移 Δf 时在频谱的 -20dB/decade 区域内（对 VCO 一般是 1MHz 范围）的相位噪声；$S_{\text{vco,floor}}$是参考噪声水平。注意在式（3-22）中没有考虑闪烁噪声，因为我们只考虑环路带宽大于 VCO 的角频率 $1/f^3$的应用。此外，VCO 中的闪烁噪声可以在锁相环中有效的抑制。VCO 对锁相环输出的相位噪声与参考时钟带来的相位噪声明显不同。VCO 输出相位的传递函数可以表示为

$$\frac{\phi_{\text{vco}}^{\text{out}}}{\phi_{\text{vco}}}=\frac{1}{1+H_0/N} \tag{3-23}$$

因此，在锁相环输出的 VCO 噪声谱是

$$S_{\text{vco}}^{\text{out}}=S_{\text{vco}}|1-H_{\text{LPF}}|^2 \tag{3-24}$$

式中，H_{LPF}是式（3-21）中的低通滤波器函数。与参考时钟噪声相比，PLL 中的 VCO 噪声是通过高通滤波器滤除。

锁相环中的总相位噪声谱是各个独立元件的噪声谱的叠加，因为各独立元件互不相关。图 3-14 给出了使用之前介绍的分析得到的锁相环输出时从两个主要的噪声源，即参考晶体振荡器和 VCO 带来的相位噪声。PLL 输出的总相位噪声也表示在图中便于比较。显然参考晶体振荡器是低频率偏移最主要的噪声来源。随着频率偏移的提高，VCO 的噪声逐渐成为主要噪声来源。

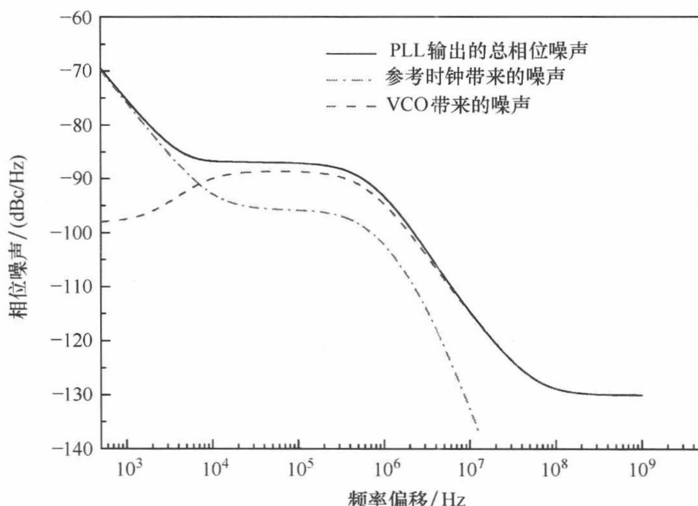


图 3-14 PLL 输出的总相位噪声谱以及参考时钟和 VCO 的相位噪声

注意可以通过如式（3-12）~式（3-24）所示锁相环环路滤波器的优化设计来降低相位噪声谱密度。最佳锁相环带宽是锁相环中经过低通滤波器的参考噪声和经过高通滤波器的 VCO 噪声折中的结果。

3.3.2 锁相环中相位噪声的行为模型

考虑如图 3-14 所示的相位噪声谱，低频率偏移部分的参考时钟噪声在 60GHz 系统仿真可以忽略不计。主要原因是参考时钟噪声主要占据低频相位噪声，而低频噪声不会影响高速单载波系统的系统性能，而 OFDM 系统则支持通用的相位纠错机制。此外，一般的参考时钟相位噪声比 VCO 的噪声要低几个量级。因此，锁相环输出相位噪声可以简单地建模成高通滤波后的 VCO 相位噪声[10]。这可以用简单的单极点单零点行为模型来描述，即

$$PSD(f) = K\frac{[1+(f/f_z)^2]}{[1+(f/f_p)^2]} \tag{3-25}$$

式中，K 是在锁相环的环路滤波带宽下的低频相位噪声；f_p 是极点频率（即锁相环的高通滤波器的截止频率）；f_z 是由 VCO 的噪声水平决定的零点频率。相位噪声功

率谱密度模型如图 3-15 所示，产生时域相位噪声并用于系统仿真。相位噪声对符号速率 1.728GHz 的单载波 16QAM 系统性能的影响如图 3-16 所示。在仿真中，使用参数 $K=87\text{dBc/Hz}$，$f_p=1\text{MHz}$，$f_z=100\text{MHz}$。

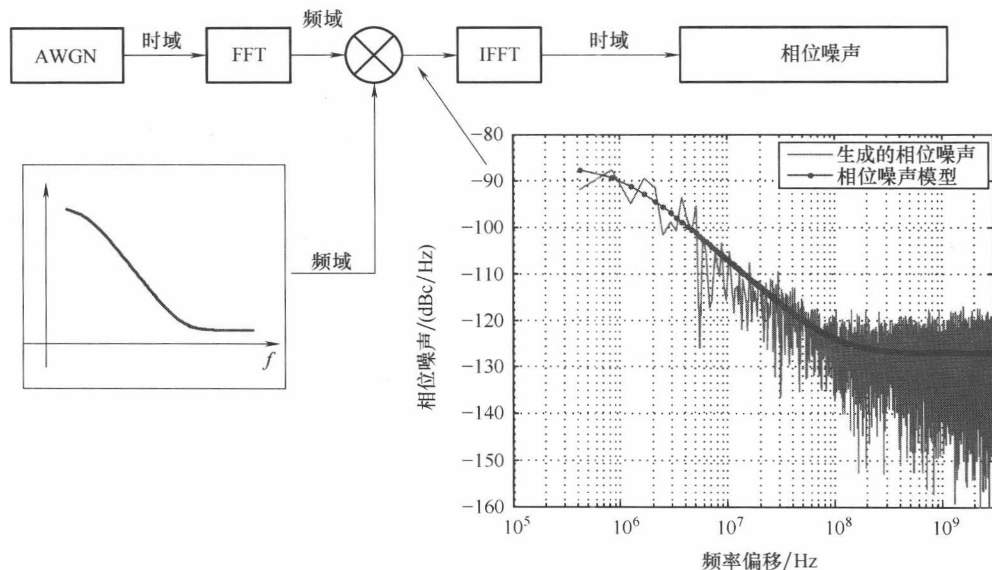


图 3-15　建模相位噪声谱密度的时域相位噪声产生

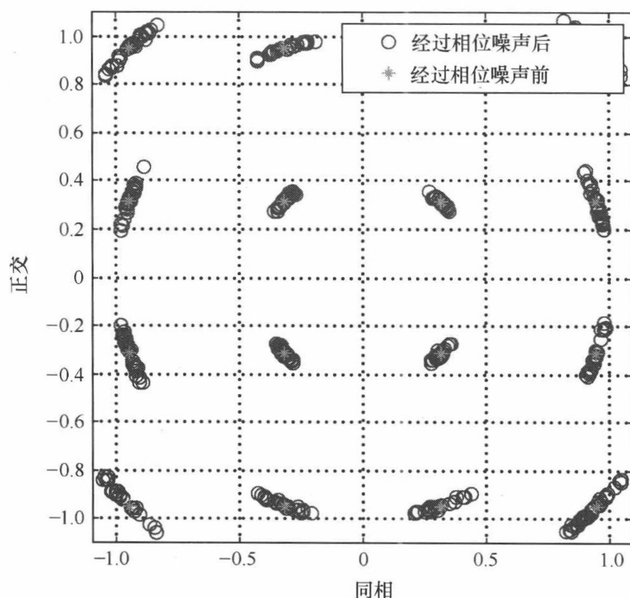


图 3-16　16QAM 调制信道在经过相位噪声前和后的星座图

3.4 其他非理想射频器件

3.4.1 模-数转换器中的量化噪声

在现代数字通信系统中，接收到的模拟基带信号并不直接得到信息，而是转换到数字域，然后进行数字处理，因为数字信号处理具有经济上和性能上的优势。模拟域到数字域的变换是由ADC完成的。但是，由于比特位数有限以及ADC的截断，ADC还引入了额外的噪声和失真。设计具有更大比特位数（超过8位）和更高抽样速率（超过3Gbit/s）的ADC仍然是一个难题。这是数吉比特60GHz无线系统在商用中存在的严重瓶颈问题之一。在本节将简单介绍ADC的量化噪声。

假设ADC的比特位数为N，V_{ref}是受限于ADC截短的最大参考电压摆幅。图3-17给出了ADC的量化输出和量化噪声。量化误差可以表示为

$$e_q = \frac{\Delta}{2} \tag{3-26}$$

式中，量化水平Δ为

$$\Delta = \frac{V_{ref}}{2^N} \tag{3-27}$$

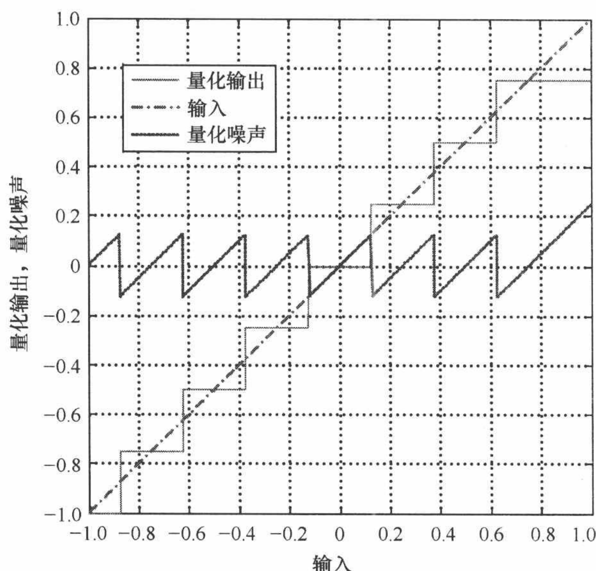


图3-17 量化输出和量化噪声的模数转换器

当输入信号为零均值随机变量时，平均量化噪声功率e_{rms}^2可以表示为

$$e_{\mathrm{rms}}^2 = \int_{-T/2}^{T/2} e^2 \mathrm{d}t = \int_{-T/2}^{T/2} \Delta^2 \left(\frac{-t}{T}\right)^2 \mathrm{d}t = \frac{\Delta^2}{12} \tag{3-28}$$

从这个角度来看，信号功率的峰值为

$$P_{\mathrm{xPK}} = 2^{2(N-1)}\Delta^2 \tag{3-29}$$

平均信号功率为

$$P_{\mathrm{AVG}} = \frac{P_{\mathrm{xPK}}}{\eta} = \frac{2^{2(N-1)}\Delta^2}{\eta} \tag{3-30}$$

式中，η 是 3.2.4 节定义的峰均功率比（PAPR）。因此可以得到 ADC 的平均信号-量化噪声比（$SQNR$）为

$$SQNR_{\mathrm{AVG}} = \frac{P_{\mathrm{AVG}}}{\sigma_{\mathrm{e}}^2} = \frac{3(2^{2N})}{\eta} = 6.02N + 4.77 - 10\log_{10}(\eta) \tag{3-31}$$

如果输入信号为理想正弦信号，PAPR 为 2，该公式变换成 6.02N + 1.76（dB），这就是理想 ADC 的最大 $SQNR$。更高的 PAPR 会降低 $SQNR$，因此在高 PAPR 输入信号时必须有较大的量化位数以避免 $SQNR$ 降低。这个分析还表明通过增加 ADC 的比特分辨率可以额外获得 6dB $SQNR$ 改善。ADC 比特位数和截短水平的需求是由输入信号的 SNR 需求决定的。图 3-18 给出了在经过不同比特位数的 ADC 之后的输出 SNR。该仿真中使用的是单载波 16QAM 传输通过 60GHz 视距（LOS）办公室环境信道 CM3（见第 2 章）。在低输入 SNR 时，总的输出噪声大部分是信道噪声，并且与 ADC 的比特位数几乎无关。而另一方面，在高输入 SNR 时，输出 SNR 受限于量化噪声，并随着 ADC 的比特位数的增加而改善。从图 3-18 可以看出，为了支持单载波 16QAM，需要使用 4bit 的 ADC。

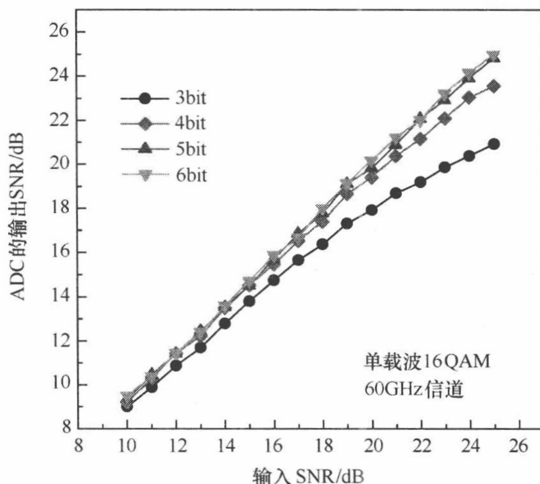


图 3-18　不同比特位数的模拟-数字转换器之后的输出 SNR

3.4.2 I/Q 失配

I/Q 失配定义为如图 3-1 所示的正交调制/解调器的 I 路和 Q 路的不平衡和偏移。I/Q 失配主要是由于射频收发机的有源和无源元件有限的布局容差造成的。这个问题在直接变频收发机中尤其严重，因为在直接变频收发机的正交调制/解调频率比超外差收发机的频率要高得多。在设计移动 60GHz 设备时大多采用直接变频收发机，因此在任何准确评估性能的系统仿真中都需要考虑 I/Q 失配的影响。

I/Q 失配可以分为两个参数即增益失配（ε）和相位失配（$\Delta\varphi$）。受到 I/Q 失配影响的基带输出复信号 $y(t)$ 可以表示为

$$y(t)=(\cos\Delta\phi+\mathrm{j}\varepsilon\sin\Delta\phi)x(t)+(\varepsilon\cos\Delta\phi-\mathrm{j}\sin\Delta\phi)x^{*}(t)$$

式中，$x(t)$是输入信号；x^{*}是 x 的复共轭。

图 3-19 所示的是 16QAM 信号在受到 I/Q 失配影响前和影响后的星座图，其中 I/Q 分路的增益失配为 1dB，相位失配为 5°。

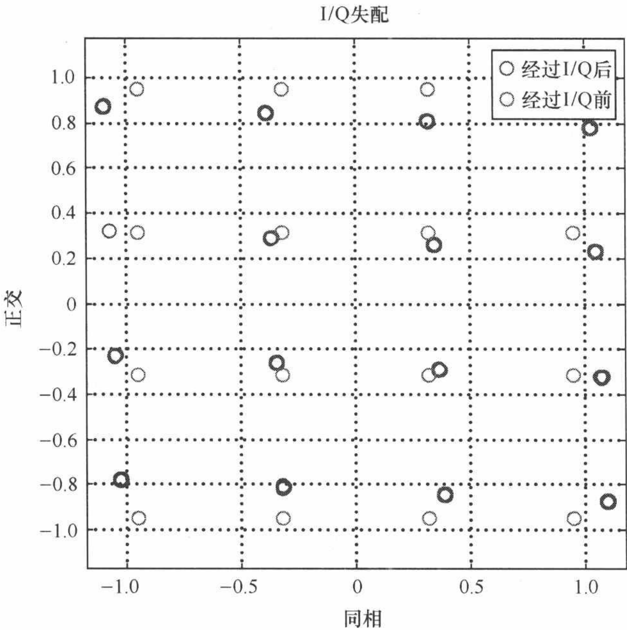


图 3-19 16QAM 调制信道在 I/Q 失配前和后的星座图

参考文献

[1] Reynolds, S.K., Floyd, B., Pfeiffer, U., Beukema, T., Grzyb, J., Haymes, C., Gaucher, B. and Soyuer, M. (2006) A silicon 60 GHz receiver and transmitter chipset for broadband communications. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, **41**(12), 2820–2831.

[2] Gilbert, J.M., Doan, C.H., Emami, S. and Shung, C.B. (2008) A 4-Gbps uncompressed wireless HD A/V transceiver chipset, *IEEE Micro*, **28**(2), 56–64.

[3] Choi, C.-S., Grass, E., Herzel, F., Piz, M., Schmalz, K., Sun, Y., et al. (2008) 60 GHz OFDM hardware demonstrators in SiGe BiCMOS: state-of-the-art and future development. *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Cannes, September.

[4] Pinel, S., Sarkar, S., Sen, P., Perumana, B., Yeh, D., Dawn D. and Laskar, J. (2008) A 90nm CMOS 60 GHz radio. *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, San Francisco, February.

[5] Tomkins, A., Aroca, R.A., Yamamoto, T., Nicolson, S.T., Doi, Y. and Voinigescu, S.P. (2008) A zero-IF 60 GHz transceiver in 65-nm CMOS with > 3.5-Gbps links. *IEEE Custom Integrated Circuits Conference*, San Jose, CA, September.

[6] IEEE 802.15.3c (2009) *Part 15.3: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specification for High Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs): Amendment 2: Millimeter-wave based Alternative Physical Layer Extension*.

[7] Glisic, S., Sun, Y., Herzel, F., Winkler, W., Piz, M., Grass, E., Scheytt, C. (2008) A fully integrated 60 GHz transmitter front-end with a PLL, an image rejection filter and a PA in SiGe. *European Solid-State Circuits Conference*, Edinburgh, September.

[8] Saleh, A.A.M. (1981) Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers. *IEEE Transactions on Communications*, **29**, 1715–1720.

[9] Rapp, C. (1991) Effects of HPA-nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM-signal for a digitial sound broadcasting system. *European Conference on Satellite Communications*, Liège, October.

[10] Choi, C.-S., Shoji, Y., Harada, H., Funada, R., Kato, S., Maruhashi, K. and Toyoda, I. (2006) RF impairment models for 60 GHz band system simulation. IEEE 802.15–06–0396–01–003c, IEEE 802.15.3c, 2006.

[11] Choi, C.-S., Piz, M. and Grass, E. (2009) Performance evaluation of Gbps OFDM PHY layers for 60-GHz wireless LAN applications. *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Tokyo, September.

[12] Osmany, S.A., Herzel, F., Schmalz, K. and Winkler, W. (2007) Phase noise and jitter modeling for fractional-N PLLs. *Advanced Radio Science*, **4**, 313–320.

[13] Herzel, F. and Piz, M. (2005) System-level simulation of noisy phase-locked loop. *European Gallium Arsenide and Other Compound Semiconductors Symposium*, Paris, October.

第4章　60GHz 中的天线阵列波束赋形

Pengfei Xia

4.1　介绍

在2000年初，美国联邦通信委员会（FCC）将57～64GHz毫米波（mm-wave）频段（也就是常说的60GHz频段）划分为可以免许可使用的频段，这是有史以来分配可连续使用的无线电频谱最大的一次[⊖]。在这个频段内允许使用的等效全向辐射功率最大可达10W。这个可用的大频率段有着相对宽松的功率限制，它与取得最新进展的60GHz CMOS技术相结合，使得其能够支持千兆比特每秒（Gbit/s）的无线传输技术，这项技术的应用看起来十分具有吸引力，如未压缩的高清晰度视频流、大文件传输、无线千兆以太网卡和无线显示器等[4]。

60GHz无线技术的标准化正在积极地推进发展中。已经完成的Wireless HD 1.0规范是早期对无线HDMI接口规范所做的努力，尤其是针对消费类电子产品。IEEE 802.15.3c工作组已经完成了60GHz在个域网方面规范的制定。同时，最新成立的IEEE 802.11ad工作组也已经开始了其在60GHz无线技术方面的研究。当完成以后，IEEE 802.11ad规范应该能够支持多Gbit/s的吞吐量，同时也能够融合到IEEE 802.11标准族中。60GHz无线通信已经开始了在车辆应用方面的探索[5,6]。

4.2　60GHz 信道特征

为了实现60GHz的吉比特通信，有必要对其信道有清晰的认识。在这一节中，我们总结了60GHz信道的几个主要特点。据了解，目前60GHz的应用场景主要集中在室内电子类消费产品的应用上，例如传输未经压缩的高清晰度视频流，将大文件传送到某个地方或从某个地方传送大的文件。

60GHz的信道测量结果表明，信号经过普通的建筑材料传输会产生严重的信号衰减。举例来说，从一个印制电路板上观察到信号产生了超过20dB的衰减，这意味着信号穿过墙壁将是件困难的事。因此，预计利用60GHz的无线通信技术的消费电子设备将被限制在室内应用。多房间的无线电覆盖对60GHz无线通信来说是

⊖ 笔者想感谢位于美国加利福尼亚州圣何塞市的三星信息系统美国公司，本章节在那得以完成。本章部分内容出自参考文献［1-3］，来自©2008 IEEE授权。

一个尚未解决的难题。然而，这样带来的结果是安全性的增强以及不良来源的干扰的减少。

4.2.1 路径损耗和氧气吸收

下面，我们主要讨论在一个房间内的 60GHz 信道。毫米波吉比特通信面临的一个主要挑战是严重的链路损耗，因为无线电信号在毫米波频段传输要经历较大的路径损耗和其他方面的衰减。

为了说明这一点，我们先来看看弗里斯自由空间的传播公式，即

$$P_R = P_T G_T G_R \frac{\lambda^2}{16\pi^2 R^2} \quad (4\text{-}1)$$

式中，λ 是载波波长；R 是发射机和接收机之间的距离；G_T，G_R 分别表示发射机和接收机的天线增益；P_T，P_R 分别表示发送和接收的信号功率。显然，载波频率越大，载波波长就越小，接收到的功率也越小。与 2.4GHz 的信号传输相比，60GHz 的路径损耗至少要多 20 ~ 30dB。

60GHz 毫米波频段恰好处在氧气吸收的频段，这意味着发射的电磁能量能够迅速被大气层中的氧分子吸收。由于氧气的存在，可以清晰地观察到一个 5mm 波长的 60GHz 无线通信信号有着显著的峰值衰减。加上已经很严重的路径损耗，氧气吸收将进一步降低 60GHz 无线信号的接收功率。

4.2.2 多径衰落

目前大多数用于商业的无线通信载波频率都低于 60GHz。例如，Wi-Fi 使用 2.4/5GHz 免许可的频段，蜂窝系统使用 850/950MHz 和 1.8/1.9/2.1GHz 频段，WiMAX 使用 2.3/2.5/3.5GHz 频段，载波波长范围为 8.5 ~35cm。对于那些频段，众所周知无线信道会进行多径衰落，这主要是因为散射效应，即由相对波长比较小的物体引起的一种电磁波色散。通常情况下，散射的产生是由物体表面的粗糙造成的，比如植被。

因为波长比 5mm 小得多，上述不是太符合 60GHz 毫米波的特点。无线电反射它所涉及的物体都比较平滑、平稳，相比其波长也更大，这样发生反射作用不会成为主导作用。这已经在参考文献 [7] 中得到证实。会议室和机柜环境的初步试验结果表明，对 60GHz 室内无线传输来说主要考虑视距（LOS）传输、第一和第二级反射。对于室内应用，由于反射路径相对较短，多径时延扩散仍然比较明显。

另一方面，对于波长只有 5mm 的载波，有可能在发射机和接收机两端都能够实现将大量的天线阵元整合在一个较小的区域中。这将会用到一个线性或平面的天线阵列。图 4-1 所示为一个 36 阵元的平面天线阵列的例子，这些天线阵元被整齐地排列在矩形网格上。

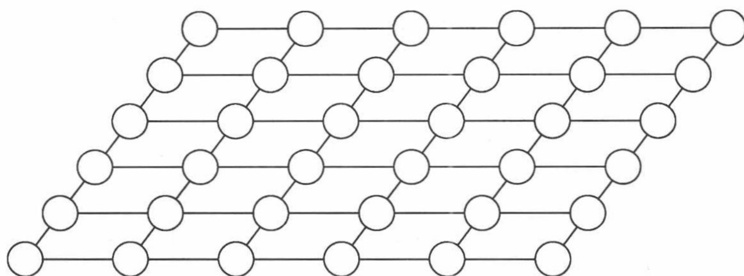


图4-1 36元平面阵列的几何形状（作为波长只有5mm的短波，大量的天线阵元可以被集中在一个合理大小的区域内）

因为允许在发射机和接收机上使用多根天线，一种多输入多输出（MIMO）的收发器（如空间复用和/或空时编码和/或波束赋形）可以用于提高整体的信道容量。据参考文献［9］中所述，在60GHz 室内通信中，可以观察到一般的角度扩展的变化范围为0.3～0.8（这里认为0是可能的最小角展度，1是可能的最大扩散）。这表明空时 MIMO 处理可能会是有用的技术。

因此，预计60GHz 无线通信可能不能够利用较高阶的 MIMO 技术。相反，一层或二层的低阶 MIMO 技术将更适用于60GHz 无线通信。

典型的60GHz 使用场景，如在室内的无线视频流传输，都是具有很小的移动性或者不具有移动性。在这种情况下，无线信道可以被认为是准静态的。出于这个原因，闭环 MIMO 技术如波束赋形相比开环技术如空间复用和/或传输分集来说是更适合的。

数字闭环波束赋形技术已经被用于无线局域网络（如 IEEE802.11n）中。在这里波束赋形系数被应用在数字域中（在发射机端数字-模拟转换器（DAC）之前和接收机端模拟-数字转换器（ADC）之后）。但是这样需要多个射频（RF）链，将增加整体的成本。这种情况对于射频成本本就十分高的60GHz 无线系统来说更为严重。出于这个原因，目前大多数的60GHz 系统都尝试使用一维（单流）的发送/接收波束赋形技术。当使用一维的波束赋形技术时，接收合并操作将在数字域 ADC 之后或在模拟域 ADC 之前实现（见图4-2）。与数字波束赋形技术需要多个 ADC 相比，模拟波束赋形技术只需要一个 ADC，所以通常60GHz 无线通信都会选择模拟接收波束赋形技术。

在发射端使用天线阵列波束赋形技术的一个重要好处就是可以放宽60GHz 功率放大器（PA）的需求。据参考文献［10］中报道，一个60GHz CMOS 功率放大器可以实现的增益不到12dB，这是非常有限的。通过在发射端使用天线阵列波束赋形技术，将有可能通过配置天线阵列使每个移相分支都由一个单独的功率放大器供应。这样总体的发射功率就能够通过利用多个（相对来说）低增益的功率放大

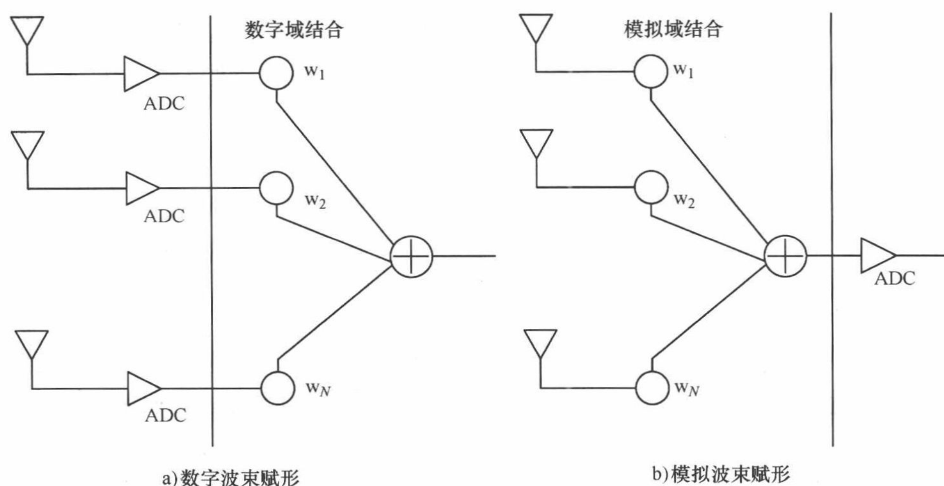


图 4-2　数字接收波束赋形和模拟接收波束赋形的一个说明（对于数字波束赋形技术显然需要多个 ADC）

器来得到提高。这样不仅能够简化对 60GHz 系统来说比较具有挑战性的功率放大器的设计，并且能够实现在线性区无需进行功率回退就可完成对功率放大器的高效利用。关于输出功率回退和功率放大器的相关问题的更多信息可以参考第 3 章（图 4-3 中也有介绍），和第 6 章 6.3.2 节对 60GHz 功率放大器在硅片上实现的讨论。

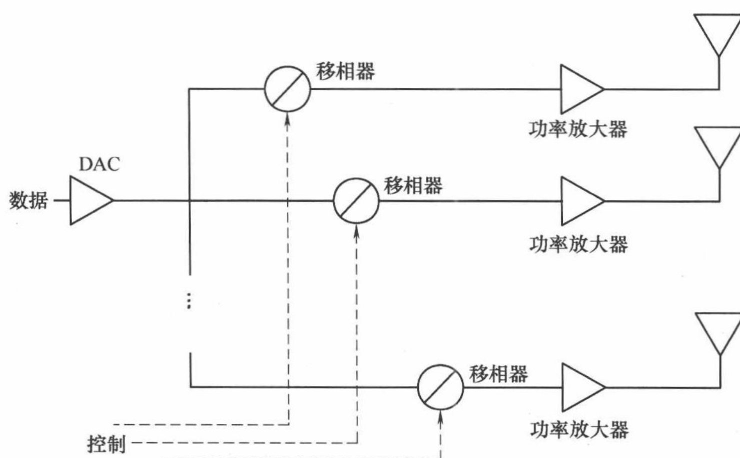


图 4-3　天线阵列波束赋形技术中功率放大器的分布情况（通过利用多个功率放大器，CMOS 功率放大器增益有限的问题可以得到避免）

天线阵列波束赋形技术的另一个好处是能够使多径时延传播由于使用定向传输的方式得到显著的减少。这样能够极大的简化基带收发器的设计，并且允许采用较简单的均衡技术和较低分辨率的模数转换器。

4.3 天线阵列波束赋形

参考文献［7］中在会议室和机柜环境中的实验结果表明，60GHz室内无线通信主要考虑视距传输以及第一和第二级反射传输。因此，对于60GHz无线技术，非视距（NLOS）的传输路径主要是指反射路径。在发生反射和视距路径是最短路径的情况下通常会发生功率损耗。但是，当视距路径受到阻碍时这种情况就不再会发生了，比如在被人体或其他移动的物体阻挡的情况下。

我们可以选择使用多个互相相距很远的天线阵列，但是在进行物理连接时要将它们连接到相同的数字基带芯片上。例如，在一台大的电视机内置60GHz无线接收机，可以使用两个接收天线阵列，并将一个放在最左端，一个放在最右端。如果其中一个天线阵列的信号被阻塞，另一个天线阵列的信号仍然可以被接收到。这样的方案对于大型设备（如液晶电视等）是可行的，但对于一些小的便携式设备并不可行。必须注意到，因为要在天线连接器和芯片之间布很长的线，所以这种实现方案会带来额外的连接损耗，认识到这一点是非常重要的。

另外一种针对视距传输阻碍问题的解决途径是使用中继设备。举例来说，将中继设备放置在天花板的中间位置处，那么这个中继设备发出/收到信号阻塞的机会都是很小的。当信源和信宿之间的视距传输遇到阻塞时，就可以通过中继设备的反射路径代替。中继设备也可以用来将通信范围从室内扩大到可以覆盖多个房间。例如，将一个中继设备放置在走廊里，这样在60GHz系统中两个公用一堵墙的相邻房间就是“可见”的。通过中继设备就使在两个房间中的60GHz通信成为可能，否则由于严重的路径损耗，信号不可能能通过墙壁传输。中继设备带来的难题是它可能需要手动安装。另外，中继也会增加系统的时延、复杂性和整体成本，这对那些未经压缩的流媒体应用和其他应用是不可取的。

为了解决60GHz中的非视距问题，我们需要提供一种可以自动在信源和信宿之间找到最佳路径的机制，无论是视距路径还是反射路径。我们还需要能够在当前的最佳路径丢失时转换到下一个最佳的路径。选定的路径需要有一个大的天线增益，以满足紧迫的链路预算。天线阵列因为能够在不断变化的环境中自动寻找最佳路径的能力而广受青睐。通常可以使用两种类型的天线阵列：一种是完全自适应天线阵列，另一种是切换天线阵列。

完全自适应天线阵列是最通用的天线阵列，至少在理论上是这样，它能够形成一种数目不受限制的波束模式。通过在移相器上对所有的天线分支配置合适的波束

赋形权重系数就可以实现这种功能（见图 4-3）。如果信道已经发生了改变（例如视距信道发生阻塞），就可以配置一套新的波束赋形权重系数从而选择出当前的最佳路径。4. 3. 1 节中介绍了完全自适应天线阵列的一种迭代的天线训练/跟踪算法。

另一方面，切换天线阵列假设了一种结构性的码本。比如一种数量有限的固定的或预先定义的波束模式，或者是两者相结合的波束模式。通过波束的选择配置，切换天线阵列（当然也对其使用了一种合适的天线训练/跟踪算法）就能够自动地在信源和信宿之间找到最佳的路径。如果信道已经发生了改变（例如视距信道发生阻塞），就可以选择一种新的波束模式。4. 3. 2 节介绍了一种利用二级结构码本的切换天线阵列，它采用了一种树形搜索天线训练算法。

4. 3. 1　自适应天线阵列的训练

4. 3. 1. 1　系统描述

图 4-4 说明了一个二维波束赋形和合并的系统，其中波束赋形和合并操作发生在模拟域[1]。参考文献［2］中研究的一维发射和接收波束赋形只是图 4-4 中的一种特殊情形，它只用到一条射频链，并且射频链上只有单一的发射波束赋形矢量和单一的接收合并矢量。事实证明，参考文献［2］中的天线阵列算法是本节要描述的更普遍的算法的退化版。本节考虑更普遍的二维系统的另一个动机是，参考文献［7，9］表明，二阶传输确实是 60GHz 室内应用的一个可行的解决方案。

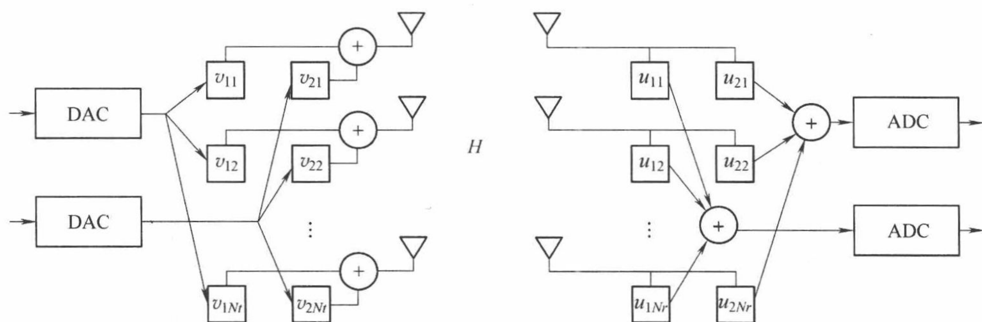


图 4-4　60GHz 二维波束赋形系统的说明（两个发射波束赋形矢量和两个接收合并矢量用于支持二阶传输同时进行[1]。来自© 2008 IEEE 授权）

特别的，发射波束赋形是通过两个独立的波束赋形矢量$\{v_{1,i}\}_i^{Nt}=1$，$\{v_{2,i}\}_i^{Nt}=1$来实现的，其中，$v_{1,i}$和$v_{2,i}$分别代表第一和第二个流上第 i 个天线的第 i 个波束赋形系数。另一方面，接收合并是通过两个独立的波束赋形矢量$\{u_{1,j}\}_j^{Nr}=1$，$\{u_{2,j}\}_j^{Nr}=1$来实现的，其中，$u_{1,j}$和$u_{2,j}$分别代表第一和第二个流上第 j 个天线的第 j 个接收合并系数。这里 N_t 和 N_r 分别表示发射天线和接收天线的数目。在本章中，黑体的大写字母代表矩阵矢量，黑体的小写字母代表列矢量，$(\cdot)'$代表矩阵/矢量的厄米特

转置。

图4-4中的输入—输出关系可以以矩阵形式表达为

$$\boldsymbol{y}=\boldsymbol{H}\boldsymbol{x}+\boldsymbol{n}, \tag{4-2}$$

式中，$\boldsymbol{H}$ 表示发射机和接收机之间 $N_r \times N_t$ 的信道矩阵；$\boldsymbol{y}$ 表示 $N_r \times 1$ 的接收信号矢量；$\boldsymbol{x}$ 表示 $N_t \times 1$ 的发射信号矢量；$\boldsymbol{n}$ 表示 $N_r \times 1$ 的加性高斯噪声矢量[1]。

为简单起见，在这里我们考虑的是平坦衰落信道模型。

4.3.1.2　最优解决方案：特征波束赋形

我们希望在发射机和接收机端都能获得最佳的波束赋形系数。现在我们假设由于信道变化缓慢，矩阵 $\boldsymbol{H}$ 在发射机端和接收机端都是可获得的，那么最佳发射机和接收机就能够通过信道的奇异值分解（SVD）来获得[11]。特别地，令 $\boldsymbol{H}=\boldsymbol{U}\Sigma\boldsymbol{V}'$，其中 $\boldsymbol{U}$ 是 $N_r \times N_r$ 的矩阵 H 的左奇异矩阵，$\boldsymbol{V}$ 是 $N_t \times N_t$ 的矩阵 H 的右奇异矩阵，Σ 是 $N_r \times N_t$ 维的对角矩阵，它包括所有与矩阵 $\boldsymbol{H}$ 相关的奇异值并以非递增的顺序排列，$\sigma_1 > \sigma_2 > \cdots > \sigma_{\min}$（$N_t$，$N_r$）。要注意 $\boldsymbol{U}$ 和 $\boldsymbol{V}$ 矩阵都是酉矩阵。实际上，有

$$\begin{aligned}\boldsymbol{H}\boldsymbol{H}' &= \boldsymbol{U}\Sigma^2\boldsymbol{U}'\\ \boldsymbol{H}'\boldsymbol{H} &= \boldsymbol{V}\Sigma^2\boldsymbol{V}'\end{aligned} \tag{4-3}$$

也就是说，$\boldsymbol{U}$ 是 $\boldsymbol{H}\boldsymbol{H}'$ 的特征矩阵，$\boldsymbol{V}$ 是 $\boldsymbol{H}'\boldsymbol{H}$ 的特征矩阵。令 N 代表射频链的数目，那么 $N=1$ 就代表一维的波束赋形，$N=2$ 如图4-4中描述所示。我们只需要在发射机端利用式（4-4）进行预编码，即

$$\tilde{\boldsymbol{V}}=[\boldsymbol{v}_1, \cdots, \boldsymbol{v}_N] \tag{4-4}$$

这里是取 $\boldsymbol{V}$ 的前 N 列，并在接收机端利用式（4-5）进行合并，即

$$\tilde{\boldsymbol{U}}=[\boldsymbol{u}_1, \cdots, \boldsymbol{u}_N] \tag{4-5}$$

这里是取 $\boldsymbol{U}$ 的前 N 列。

在发射机端对 $\tilde{\boldsymbol{V}}$ 利用线性波束赋形操作，并在接收机端对 $\tilde{\boldsymbol{U}}'$ 利用线性合并操作，可以完成MIMO信道 H 的对角化。特别是，

$$\begin{aligned}\boldsymbol{z} &= \tilde{\boldsymbol{U}}'\boldsymbol{y}=\tilde{\boldsymbol{U}}'(\boldsymbol{H}\boldsymbol{x}+\boldsymbol{n})\\ &= \tilde{\boldsymbol{U}}'(\boldsymbol{U}\Sigma V'\tilde{V}s+\boldsymbol{n})\\ &= \tilde{\Sigma}\boldsymbol{s}+\tilde{\boldsymbol{U}}'\boldsymbol{n}\end{aligned} \tag{4-6}$$

式中，$\boldsymbol{x}=\tilde{\boldsymbol{V}}s$ 表示大小为 $N \times 1$ 的原始信号矢量 $\boldsymbol{s}$ 被 $\tilde{\boldsymbol{V}}$ 进行了预编码；$\tilde{\Sigma}$ 是矩阵 Σ 左上角的前 $N \times N$ 的子矩阵，它本身就是一个对角矩阵。伴随着信道对角化而来的是均衡的简单化，也就是说，多个流在接收端共存时并没有造成相互之间的干扰，这样就使得每个流的均衡都变得简单。这里我们注意到由于 $\tilde{\boldsymbol{U}}$ 的酉特性，加性信道噪声并没有得到增强[1]。

按照惯例，需要估计出信道矩阵 $\boldsymbol{H}$ 以计算出在接收机端的 SVD，并且需要反馈波束赋形（该波束赋形只是一个简单的波束赋形矢量）系数 $\tilde{\boldsymbol{V}}$。在天线数目很小时，例如 IEEE 802. 11n 系统中所说的满足 N_t，$N_r \leqslant 4$，直接估计和获取反馈的任务是容易实现。但是，当天线数目 N_t，N_r 变得很大时，计算的复杂性和训练的开销就会迅速的变得无法控制。对于超过 60GHz 频段的无线通信来说，我们最感兴趣的是 $N < < N_t$，$N < < N_r$ 的情形。在这种情况下，传统的直接估计和反馈方法有着 $\min^2$（N_t，N_r）$\times \max$（N_t，N_r）量级的计算复杂度和训练开销，并且既没有高效的带宽也没有高效的计算效率。

4. 3. 1. 3　幂迭代原理

在讨论了传统的直接估计和反馈方法的低效率之后，现在我们要介绍一种所谓的幂迭代方法。它包含通用的矩阵 $\boldsymbol{H}$，并且对我们开发毫米波波束赋形协议很有用。考虑矩阵 $\boldsymbol{H}$ 的 SVD 分解，有

$$\boldsymbol{H} = \sigma_1 \boldsymbol{u}_1 \boldsymbol{v}'_1 + \sigma_2 \boldsymbol{u}_2 \boldsymbol{v}'_2 + \cdots + \sigma_P \boldsymbol{u}_P \boldsymbol{v}'_P \tag{4-7}$$

式中，$P = \min$（N_t，N_r）。进一步，我们令

$$\boldsymbol{HH}' = \sigma_1^2 \boldsymbol{u}_1 \boldsymbol{u}'_1 + \sigma_2^2 \boldsymbol{u}_2 \boldsymbol{u}'_2 + \cdots + \sigma_P^2 \boldsymbol{u}_P \boldsymbol{u}'_P$$

$$\boldsymbol{H}'\boldsymbol{H} = \sigma_1^2 \boldsymbol{v}_1 \boldsymbol{v}'_1 + \sigma_2^2 \boldsymbol{v}_2 \boldsymbol{v}'_2 + \cdots + \sigma_P^2 \boldsymbol{v}_P \boldsymbol{v}'_P \tag{4-8}$$

并利用下式

$$\boldsymbol{u}'_i \boldsymbol{u}_j = \delta_{ij},$$

$$\boldsymbol{v}'_i \boldsymbol{v}_j = \delta_{ij}, \tag{4-9}$$

式中，δ_{ij}是克罗内克函数。为了表达简单，我们将矩阵 $\boldsymbol{H}$ 定义为偶次幂的形式，即

$$\boldsymbol{H}^{2m} := \underbrace{\boldsymbol{H}'\boldsymbol{H} \times \boldsymbol{H}'\boldsymbol{H} \times \cdots \times \boldsymbol{H}'\boldsymbol{H}}_{m\text{对}} \tag{4-10}$$

将式（4-8）和式（4-9）代入式（4-10）可得

$$\boldsymbol{H}^{2m} = \sigma_1^{2m} \boldsymbol{v}_1 \boldsymbol{v}'_1 + \sigma_2^{2m} \boldsymbol{v}_2 \boldsymbol{v}'_2 + \cdots + \sigma_P^{2m} \boldsymbol{v}_P \boldsymbol{v}'_P \tag{4-11}$$

式中，m 是任意正整数。

可以发现，当 m 增加时，对所有的 $i = 2$，…，P，$\sigma_i^{2m}/\sigma_1^{2m}$ 将以指数形式衰减。这就意味着之前的 P-1 个非主要因素对矩阵 $\boldsymbol{H}^{2m}$ 的影响作用在减小，而主要因素 $\sigma_1^{2m} \boldsymbol{v}_1 \boldsymbol{v}'_1$ 发挥的影响作用是显著的。从数学上来说，有

$$\lim_{m \to \infty} \boldsymbol{H}^{2m} = \sigma_1^{2m} \boldsymbol{v}_1 \boldsymbol{v}'_1 \tag{4-12}$$

类似的，我们将矩阵 $\boldsymbol{H}$ 定义为奇次幂的形式，即

$$\boldsymbol{H}^{2m+1} := \boldsymbol{H} \times \underbrace{\boldsymbol{H}'\boldsymbol{H} \times \boldsymbol{H}'\boldsymbol{H} \times \cdots \times \boldsymbol{H}'\boldsymbol{H}}_{m\text{对}} \tag{4-13}$$

将式（4-8）和式（4-9）代入式（4-10）可得

$$\boldsymbol{H}^{2m+1} = \sigma_1^{2m+1} \boldsymbol{u}_1 \boldsymbol{v}'_1 + \sigma_2^{2m+1} \boldsymbol{u}_2 \boldsymbol{v}'_2 + \cdots + \sigma_P^{2m+1} \boldsymbol{u}_P \boldsymbol{v}'_P \tag{4-14}$$

类似的也会得到

$$\lim_{m\to\infty}\boldsymbol{H}^{2m+1}=\sigma_1^{2m+1}\boldsymbol{u}_1\boldsymbol{v}'_1 \tag{4-15}$$

好消息是式（4-12）和式（4-15）的收敛点通常在 $m=3$ 或 4 这样小的值处就可以获得[1]。这一点在图4-5的说明中表现得十分清楚，图4-5中给出了 $\sigma_i^{2m}/\sigma_1^{2m}$ 变化的趋势图。图示表明 $\sigma_i^{2m}/\sigma_1^{2m}$ 发挥的作用随着幂指数 m 的增大而迅速减小。比如，当 $m=4$ 时，已经有 $\sigma_2^{2m}/\sigma_1^{2m}<1\%$。

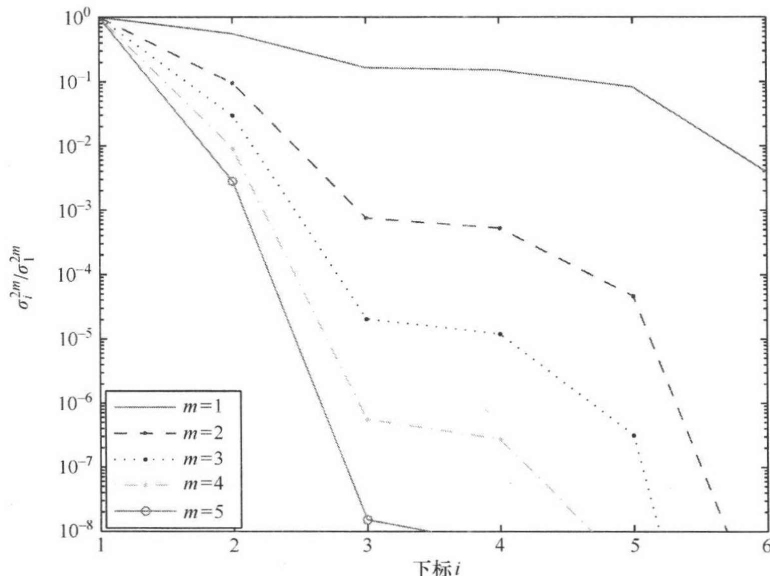


图4-5 $\sigma_i^{2m}/\sigma_1^{2m}$ 随着 m 的增加迅速减小，这表明幂迭代收敛迅速，通常发生在3～4次迭代之后（来自© 2008 IEEE授权）

接下来我们提出一种多阶段的迭代天线训练协议，目的是为了在发射机端和接收机端都获得天线波束赋形系数，其中所需的阶段数由需训练发射波束赋形（接收合并）的矢量数决定。为了不失一般性，我们给出了两阶段情况下的训练示例，此分析方法可以扩展到有任意数量阶段下的情形。

在本章中，我们主要研究时分双工传输，它的上行信道和下行信道是互为倒数的，就是说，下行信道是上行信道的厄米特转置，即

$$\boldsymbol{H}_{\text{downlink}}=\boldsymbol{H}'_{\text{uplink}} \tag{4-16}$$

4.3.1.4 迭代天线训练——阶段1

第一阶段的目的是获取发射机和接收机的第一个波束赋形矢量，即式（4-4）和式（4-5）中的第一列。在接下来的表示中，t 代表临时的发射波束赋形矢量，r 代表临时的接收波束赋形矢量。

注意到，对任意的 $N_t \times 1$ 矢量 $\boldsymbol{t} = \sum_{i=1}^{P} c_i \boldsymbol{v}_i$，其中 $c_i \boldsymbol{v}_i$ 是 $\boldsymbol{t}$ 在 $\boldsymbol{v}_i$ 方向上的投影，利用式（4-11）和式（4-12），在这个特例中，我们可以很容易验证得到

$$\begin{aligned} \boldsymbol{H}^{2m}\boldsymbol{t} &= \sigma_1^{2m} \boldsymbol{v}_1 \boldsymbol{v}_1' \left(\sum_{i=1}^{P} c_i \boldsymbol{v}_i \right) \\ &= c_1 \sigma_1^{2m} \boldsymbol{v}_1 \end{aligned} \tag{4-17}$$

为了表达简单，我们这里假设式（4-12）已经实现收敛。任意的矢量 $\boldsymbol{t}$ 与偶次幂矩阵 $\boldsymbol{H}$ 相乘会得到源波束赋形矢量 $\boldsymbol{v}_1$。如果 m 足够大，并且 $\boldsymbol{t}$ 在 $\boldsymbol{v}_1$ 方向上的投影不为 0，这就将会以概率 1 实现。同样的，利用式（4-13）和式（4-15），在特殊情况下，我们也可以很容易得到

$$\begin{aligned} \boldsymbol{H}^{2m+1}\boldsymbol{t} &= \sigma_1^{2m+1} \boldsymbol{u}_1 \boldsymbol{v}_1' \left(\sum_{i=1}^{P} c_i \boldsymbol{v}_i \right) \\ &= c_1 \sigma_1^{2m+1} \boldsymbol{u}_1 \end{aligned} \tag{4-18}$$

换而言之，如果 m 足够大，任意的矢量 $\boldsymbol{t}$ 与奇次幂矩阵 $\boldsymbol{H}$ 相乘会产生目的波束赋形矢量 $\boldsymbol{u}_1$。

鉴于上述结果，我们能够通过算法 1 有效地估计出 $\boldsymbol{u}_1$ 和 $\boldsymbol{v}_1$，其中，$\boldsymbol{u}_1$ 和 $\boldsymbol{v}_1$ 是以迭代的方式来估计直到收敛。在算法的描述中，我们用一个确定的矩阵来表示接收波束赋形矩阵，即令这个波束赋形矩阵的第一列作为第一个时隙的接收波束赋形矢量，第二列作为第二个时隙的接收波束赋形矢量，依此类推。另外，符号←代表进行赋值操作。

算法 1　阶段 1 迭代天线训练——时分双工

---

0. 任意选择一个大小为 $N_t \times 1$ 的非零初始矢量 $\boldsymbol{t}$。

重复

1. 目的波束赋形矢量训练

1.1. 从源设备处持续超过 N_r 个时隙发送相同的矢量 $\boldsymbol{t}$，同时令 $\boldsymbol{I}_{N_r}$ 作为目的设备的接收波束赋形矩阵。

1.2. 在目的设备处利用接收的矢量对矢量 $\boldsymbol{r}$ 进行更新，即

$$\boldsymbol{r} \leftarrow \boldsymbol{H}\boldsymbol{t} + \text{noise}_1 \tag{4-19}$$

1.3. 归一化矢量 $\boldsymbol{r}$ 使之成为规范的单位矢量。

2. 源波束赋形矢量的形成

2.1. 持续超过 N_t 个时隙从目的设备处发送上述得到的相同的矢量 $\boldsymbol{r}$，同时令 $\boldsymbol{I}_{N_t}$ 作为源设备的接收波束赋形矩阵。

2.2. 在源设备处利用接收的矢量对矢量 $\boldsymbol{t}$ 进行更新，即

$$\boldsymbol{t} \leftarrow \boldsymbol{H}'\boldsymbol{r} + \text{noise}_2 \tag{4-20}$$

2.3. 归一化矢量 t 使之成为规范的单位矢量。

直到达到预定数目的迭代次数。

此迭代原理需要重复 m 次步骤 1 和 2。要注意每一次发送要更新的矢量 t 或 r 被发送时都要进行矢量的归一化。利用式（4-17）和式（4-18），在目的设备得到的矢量 r 可以收敛到所需的奇异矢量 u_1，在源设备得到的矢量 t 可以收敛得到所需的奇异矢量 v_1。图 4-6 是对这一算法的一个说明。

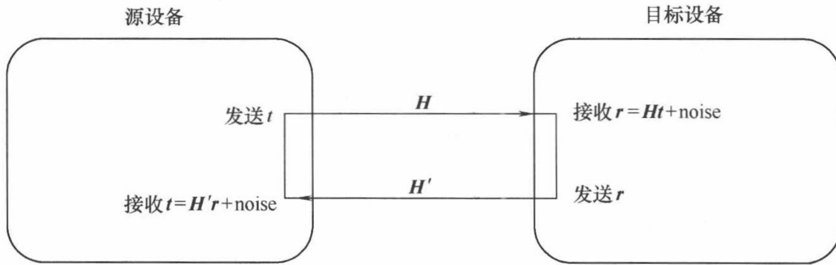


图 4-6　阶段 1 迭代天线训练算法 1 的说明（通常算法会在 3 ~4 次迭代之后收敛[1]。来自© 2008 IEEE 授权）

我们可以看到，在步骤 1.1 中使用 I_{N_r} 作为接收波束赋形矩阵的目的是为了以一种简单的方式来实现式（4-19）。类似的，在步骤 2.1 中使用 I_{N_t} 作为发射波束赋形矩阵的目的是为了以一种简单的方式来实现式（4-20）。

4.3.1.5　迭代天线训练——阶段 2

在第二阶段，我们的目的是获取发射机和接收机的第二个波束赋形矢量，即式（4-4）和式（4-5）中的第二列。如果我们将天线训练过程比作对洋葱剥皮，那么迭代理论的阶段 1（2）就像是对洋葱剥去第一（第二）层皮的过程。

令 $\boldsymbol{t}_{\emptyset}$ 为 $\boldsymbol{t}$（与阶段 1 中任意选择的矢量相同）的投影并映射到 v_1 的零空间上，其中，

$$\boldsymbol{t}_{\emptyset} = \boldsymbol{t} - (\boldsymbol{v}_1'\boldsymbol{t})\boldsymbol{v}_1 = \sum_{i=2}^{P} c_i \boldsymbol{v}_i \tag{4-21}$$

要注意 $t_{\emptyset}$ 由于投影的关系包含除了 v_1 之外的所有的层。

因此，容易得到

$$\begin{aligned}\boldsymbol{H}^{2m}\boldsymbol{t}_{\emptyset} &= \Big(\sum_{i=1}^{P} \sigma_i^{2m} \boldsymbol{v}_i\boldsymbol{v}_i'\Big)\Big(\sum_{i=2}^{P} c_i \boldsymbol{v}_i\Big) \\ &= \sum_{i=2}^{P} c_i\sigma_i^{2m} \boldsymbol{v}_i\end{aligned} \tag{4-22}$$

算法2　阶段2迭代天线训练——时分双工

0. 利用阶段1中相同的非零初始矢量 $\boldsymbol{t}$，找到 $\boldsymbol{t}_\varnothing$ 并将它映射到 $\boldsymbol{v}_1$ 的零空间上。

重复

1. （目的波束赋形矢量训练）

1.1. 源设备持续超过 N_r 个时隙发送 $\boldsymbol{t}_\varnothing$，同时令 I_{N_r} 作为目的设备的接收波束赋形矩阵。

1.2. 在目的设备处利用接收的矢量对矢量 r 进行更新，即

$$\boldsymbol{r} \leftarrow \boldsymbol{H}\boldsymbol{t}_\varnothing + \text{noise}_1 \tag{4-23}$$

1.3. 将接收到的矢量 $\boldsymbol{r}$ 投射到 $\boldsymbol{u}_1$ 的零空间上产生投影

$$\boldsymbol{r}_\varnothing \leftarrow \boldsymbol{r} - (\boldsymbol{u}_1'\boldsymbol{r})\boldsymbol{u}_1 \tag{4-24}$$

1.4. 归一化投影矢量 $\boldsymbol{r}_\varnothing$ 使之成为规范的单位矢量。

2. 源波束赋形矢量的形成

2.1. 持续超过 N_t 个时隙从目的设备处发送上述得到的矢量 $\boldsymbol{r}_\varnothing$，同时令 I_{N_t} 作为源设备的接收波束赋形矩阵。

2.2. 利用接收的矢量对矢量 $\boldsymbol{t}$ 进行更新，即

$$\boldsymbol{t} \leftarrow \boldsymbol{H}'\boldsymbol{r}_\varnothing + \text{noise}_2 = \boldsymbol{H}^2\boldsymbol{t}_\varnothing + \text{noise}_c \tag{4-25}$$

式中，noise_c 是 noise_1 和 noise_2 的复合噪声。

2.3. 将矢量 $\boldsymbol{t}$ 投射到 $\boldsymbol{v}_1$ 的零空间上产生投影

$$\boldsymbol{t}_\varnothing \leftarrow \boldsymbol{t} — (\boldsymbol{v}_1'\boldsymbol{t})\boldsymbol{v}_1 \tag{4-26}$$

2.4. 归一化矢量 $\boldsymbol{t}_\varnothing$ 使之成为规范的单位矢量。

直到达到预定数目的迭代次数。

以及

$$\begin{aligned}\boldsymbol{H}^{2m+1}\boldsymbol{t}_\varnothing &= \left(\sum_{i=1}^{P}\sigma_i^{2m+1}\boldsymbol{u}_i\,\boldsymbol{v}_i'\right)\left(\sum_{i=2}^{P}c_i\,\boldsymbol{v}_i\right)\\ &= \sum_{i=2}^{P}c_i\sigma_i^{2m+1}\boldsymbol{u}_i\end{aligned} \tag{4-27}$$

利用式（4-12）和式（4-15）中的相同的结论，我们可以得出

$$\begin{aligned}\lim_{m\to\infty}\boldsymbol{H}^{2m}\boldsymbol{t}_\varnothing &= c_2\sigma_2^{2m}\,\boldsymbol{v}_2\\ \lim_{m\to\infty}\boldsymbol{H}^{2m+1}\boldsymbol{t}_\varnothing &= c_2\sigma_2^{2m+1}\boldsymbol{u}_2\end{aligned} \tag{4-28}$$

式中，$\boldsymbol{t}_\varnothing$ 为任意非零矢量 $\boldsymbol{t}$ 映射到 $\boldsymbol{v}_1$ 零空间上的投影，如果 m 足够大的话，当它与 $\boldsymbol{H}^{2m}$ 相乘时会产生第 n 个源波束赋形矢量 $\boldsymbol{v}_2$，当它与 $\boldsymbol{H}^{2m+1}$ 相乘时会产生第 n 个目的波束赋形矢量 $\boldsymbol{u}_2$。

鉴于上述结果，我们能够通过算法2可有效地估计出 $\boldsymbol{u}_2$ 和 $\boldsymbol{v}_2$。其中，$\boldsymbol{u}_2$ 和 $\boldsymbol{v}_2$ 是以迭代的方式来估计直到实现收敛。特别的，此迭代原理需要重复进行算法的步骤（1）和（2）。利用式（4-28），矢量 $\boldsymbol{t}_\phi$ 可以获得收敛所需的源波束赋形矢量 $\boldsymbol{v}_2$，矢量 $\boldsymbol{r}_\phi$ 可以获得收敛所需的目的波束赋形矢量 $\boldsymbol{u}_2$。图4-7是对这一算法的一个说明。

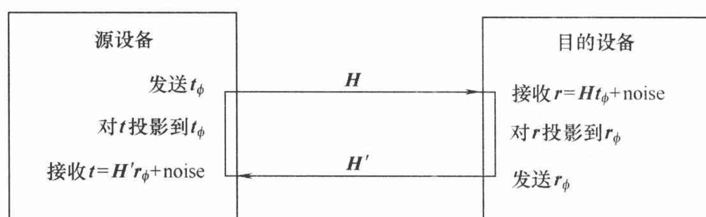


图4-7　阶段2迭代天线训练算法的说明（通常算法会在3~4次迭代之后收敛。要注意，每一次临时的发射/接收波束赋形矢量计算都需要零空间的投影操作。来自© 2008 IEEE 授权）

算法的内在独特之处在于步骤中执行零空间投影操作时的式（4-24）和式（4-26）。在这里我们要强调一下，投影操作起着非常关键的作用。假设我们在阶段2中跳过了投影操作没有执行式（4-24）和式（4-26）。那么与阶段2不同的是，式（4-23）中的矢量 r 和式（4-25）中的矢量 t 会像阶段1中那样直接用于后面的迭代中。容易看出此时式（4-23）就等同于式（4-19），式（4-25）就等同于式（4-20）。这样我们能够得出结论，即由此产生的矢量将收敛为阶段1中已经获得的矢量 $\boldsymbol{u}_1$ 和 $\boldsymbol{v}_1$，而不是我们所想要的阶段2的输出 $\boldsymbol{u}_2$ 和 $\boldsymbol{v}_2$。换而言之，临时源波束赋形矢量 $\boldsymbol{H}^{2m}\boldsymbol{t}_\phi$ 和临时目的波束赋形矢量 $\boldsymbol{H}^{2m+1}\boldsymbol{t}_\phi$ 应该分别投影在 v_1 和 u_1 的零空间上。

尽管在5GHz WLAN和3~10GHz UWB频带已经做了很多室内信道测量和建模工作的努力，但在60GHz频段可用的信道测量和建模方法却十分有限。IEEE802.15.3c基于角域扩展的Saleh-Valenzuela模型提出了一个通用的60GHz的信道模型[13]。我们进一步采用通用的MIMO模型并结合簇信息以产生一个相关的MIMO信道。特别的，在仿真环境中，我们假设存在两个簇，它们在发射端的离开角分别为30°和50°，在接收端的平均到达角分别为30°和80°，每个簇都有30°的角度扩展，在两个簇之间分配相等的功率。根据以上信息和从参考文献［13］中得到的输入参数，我们就能够产生仿真需要的相关信道矩阵。进一步我们就能实现二维的发射预编码和合并接收，使用的MIMO天线设置为 $N_{t=12}$，$N_{r=11}$。

图4-8和图4-9分别阐述了阶段 $n=1$，2的收敛行为。虚线分别代表第一和第二特征模式下可获得的信道增益的上限值 σ_n，在没有噪声的环境中通过较好的奇异值分解的情况下是有效的。对于每个特征模式，图中都画出了在不同信噪比

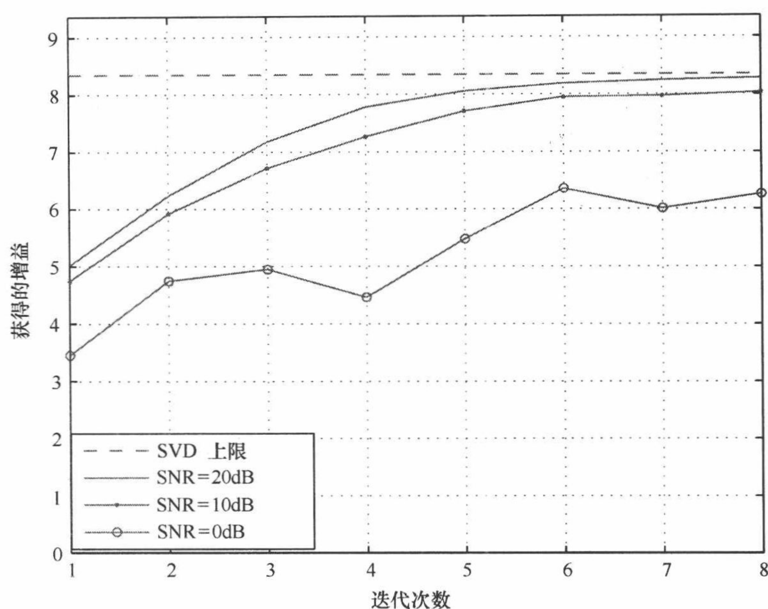


图 4-8　第一特征模式下的收敛行为（只有在 SNR 足够大时收敛行为才会发生[1]。来自© 2008 IEEE 授权）

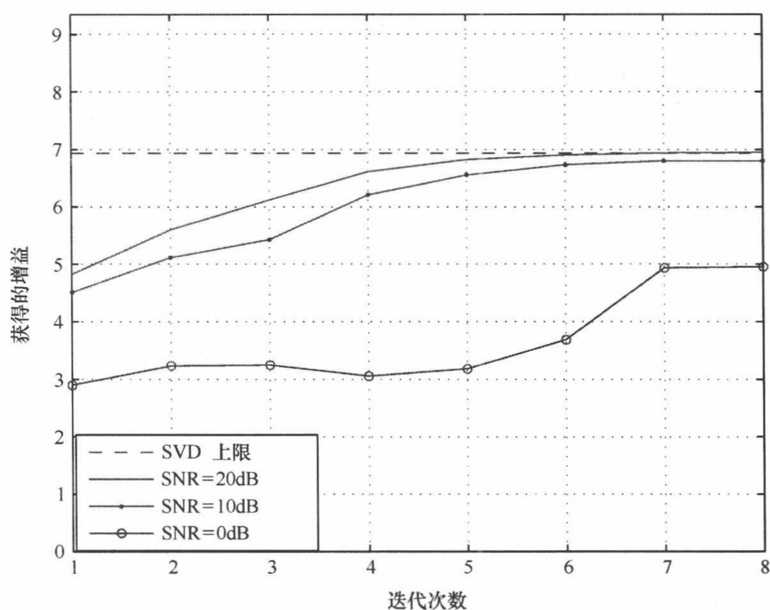


图 4-9　第二特征模式下的收敛行为（只有在 SNR 足够大时收敛行为才会发生[1]。来自© 2008 IEEE 授权）

(SNR) 场景 (对应不同的噪声方差) 下利用实际估计的波束赋形矢量 u_n，v_n 获得的信道增益 $|u_n' H v_n|$ 随迭代次数变化的曲线。为了便于比较，使用了相同的信道实现和噪声实现在所有不同的信噪比中。尽管只使用了一种信道/噪声实现，但通常情况下在其他实现情形中会发生相同的结果。

一个重要的发现是，对于实际较高的信噪比，迭代收敛的速度将会非常快，或者在很少的几次迭代后就可以接近上限值。通常情况下，3 或 4 次的迭代就已经足够实到绝大多数的可用增益。然而，当实际中的信噪比较低时，迭代不是收敛太慢远远低于上限值就是根本就不收敛。因此，在相对适中或信噪比较高的工作场景中有一个迭代训练方法是非常重要的。一般来说，伪随机序列扩频可用来改善工作的信噪比。

图 4-10 给出了一个完整的流程图来说明多级迭代天线的训练方法。

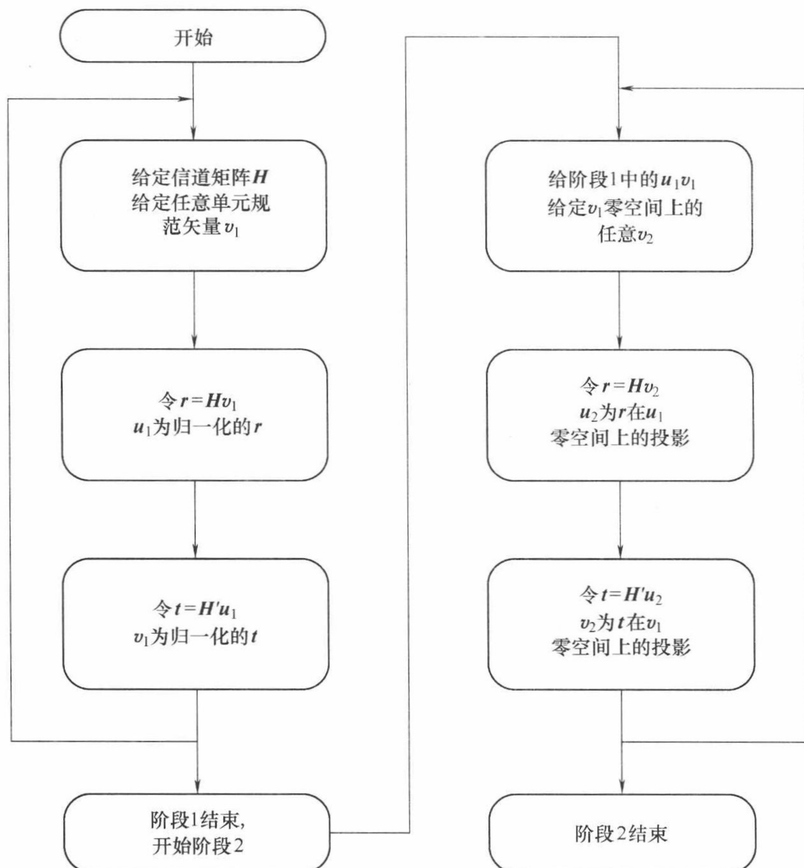


图 4-10　多级天线训练阶段 1 和阶段 2 的说明（注意，阶段 1 中产生的v_1，u_1要用来做第 2 阶段中零空间上的投影）

4.3.1.6　自适应天线阵列的跟踪

在以自适应天线阵列为特色的实际系统中，实际的通信过程通常分为两个阶段：一个是天线训练阶段，在这个阶段中要为发射机和接收机计算出波束赋形权重系数以达到尽可能大的波束赋形增益；另一个是有效载荷传输阶段，在这个阶段中实际的数据通过波束赋形高增益链路传输。通常我们希望天线的训练阶段尽可能的短。这是因为短的天线训练阶段意味着开销也比较低，从而可以获得更大的有效吞吐量。较长的天线训练阶段则可能会违反从天线训练阶段到有效载荷传输阶段无线信道不会有太大改变的假设。

上述天线训练算法可以用来获取合适的波束赋形系数，以在发射机和接收机之间建立一个高增益的波束赋形链路，而不需要事先知道信道/方向信息。另一方面，由于无线信道正在缓慢改变，因此，对发射机和接收机来说通过相应的改变它们的波束赋形系数来跟踪信道的变化是很有必要的。尽管如此，完整的天线训练算法对于实现跟踪目的来说也绰绰有余的。相反，对于实现天线跟踪目的来说，每一个阶段使用一次训练算法的迭代就足够了。通常，在一定数量的超帧中只跟踪一次。

4.3.2　切换天线阵列的训练

4.3.1 节中描述了完全自适应天线阵列的一个迭代天线训练/跟踪算法。但是，这样的迭代算法并不适用于使用切换天线阵列时的情形。然而，通过利用切换天线阵列的码本结构，可以得到一个更简单的天线训练算法，如下所述。

这里假定每个发射机/接收机都保持着一个二级的码本结构，它可以通过图 4-11的例子来解释。具体来说，发射机（和接收机）保持着两个码本，即一个扇形码本和一个波束赋形码本。记住，对切换天线阵列来说，一个码本只是一个固定的、预先定义的波束赋形矢量的集合（或合并策略）。

扇形码本是一个粗略的扇形集合，其中的每一个扇形都在空间中覆盖着比较大的方向，所有的扇形集合起来共同覆盖着整个空间。这里的空间可能指的是空间的方位角、高度角或是两者都有。如图 4-11a 中所示，发射机端的扇形码本只是简单地由两个扇形共同地覆盖整个空间的高度角。同样，这样的扇形码本也可以存在在接收机端（见图 4-11b）。请注意，发射机与接收机端扇形码本的大小不一定要保持相同。

波束码本是一个方向波束的集合，它的每一个波束在空间中都覆盖着一个精确的方向，所有的波束集合起来共同覆盖着整个空间的高度角。如图 4-11c 中所示，发射机端的波束码本有 6 个方向的波束共同地覆盖整个空间（所有可能的高度角）。同样，这样的波束码本也可以存在在接收机端（见图 4-11d）。

为了不失一般性，扇形码本中的每个扇形都对应着波束码本中的几个波束。举例来说，扇形 1 对应着波束 1 ~3，这表示波束 1 ~3 共同覆盖的空间范围与扇形 1

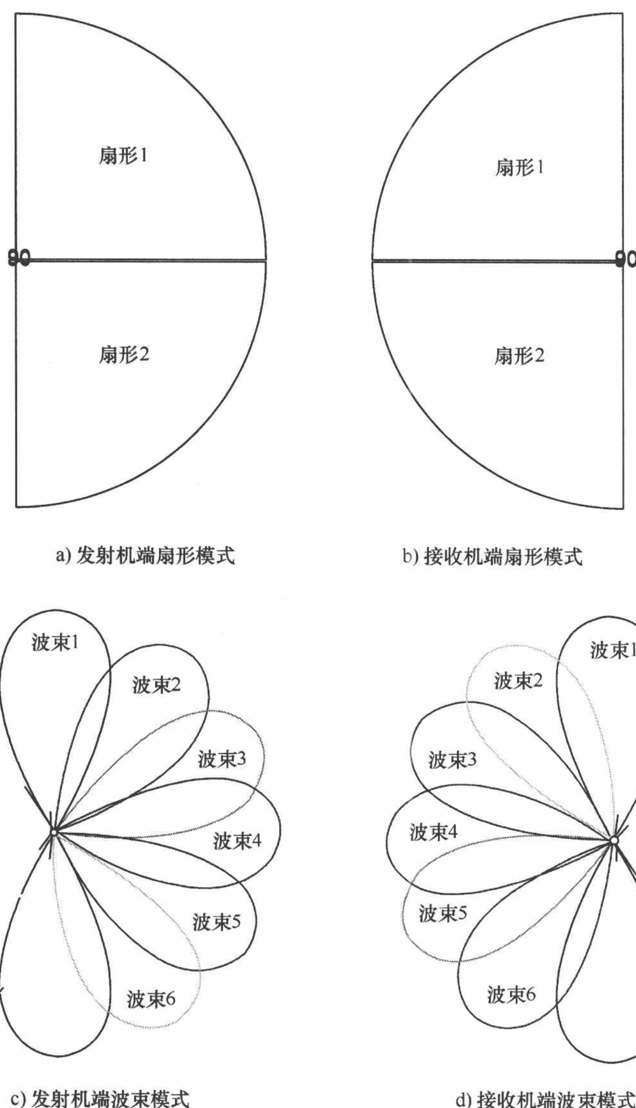


图4-11　一个二级码本结构的说明（在这个例子中，粗略的扇形码本包含两个扇形覆盖整个空间，而精细的波束码本则包含六个波束覆盖相同的空间。进一步说，扇形1与波束1至波束3有大致相同的覆盖范围，扇形2与波束4至波束6有大致相同的覆盖范围）

大致相同。同样的，波束4～6共同覆盖的空间范围与扇形2大致相同。请注意，这里的“覆盖”更多是表示它覆盖的方向，而不是它覆盖多远[⊖]。这里隐含着这样

⊖　通常，在给定相同功率的情况下方向波束比全向的扇形覆盖的更远。

的信息，即发射机的切换天线阵列可以在物理上构成发射扇形码本的每个备用的扇形模式，以及每个发射波束码本的每个备用波束模式。同样的也隐含着，接收机的切换天线阵列可以在物理上构成接收扇形码本的每个备用的扇形模式，以及每个接收波束码本的每个备用波束模式。

在发射机和接收机切换天线阵列保持有二级码本的情况下，可以得到算法 3 中所述的一个树形搜索天线训练方法。在初始化阶段，发射机和接收机需要交换控制信号以使得二级发射机端码本信息（如发射的扇形数和波束数）被接收机知道，同样的也要使得二级接收机端码本信息（如接收的扇形数和波束数）被发射机知道。要注意，这个信息交换的过程需要很可靠，并且要在每一个方向上都进行。通常这可以通过一种几乎是全向传输的相对低速率的物理层模式来实现。

算法 3　一种树形搜索训练方法

---

0. 初始化

0.1. 在发射机端持有一个粗略扇形码本和一个精细波束码本。

0.2. 在接收机端持有一个粗略扇形码本和一个精细波束码本。

0.3. 发射机的信号将发射机端的码本信息发射到接收机。

0.4. 接收机将接收机端的码本信息反馈给发射机。

1. 粗略的扇形训练

1.1. 对每个可能的传输对发射扇形 i 和接收扇形 j 来说，以扇形 i 的训练序列进行发射，以扇形 j 进行接收，并将两者信噪比 SNR 记为 $\rho(i, j)$。

1.2. 接收机选择出最好的一对发射扇形 i^* 和接收扇形 j^* 从而使相应的 SNR 最大。

1.3. 接收机反馈出发射机端最佳扇形的索引值 i^*。

2. 精细波束训练

2.1. 对每个可能的传输对在扇形 i^* 覆盖范围内的发射波束 p 和在扇形 j^* 覆盖范围内的接收波束 q，以波束 p 的训练序列进行发射，以波束 q 进行接收，并将两者信噪比 SNR 记为 $\rho(i^*, j^*, p, q)$。

2.2. 接收机选择出最好的一对发射波束 p^* 和接收波束 q^* 从而使相应的 SNR 最大。

2.3. 接收机反馈出发射机端最佳波束的索引值 p^*。

3. 将发射波束 p^* 和接收波束 q^* 用来进行数据传输。

整体的设计思路是分而治之，即分开来各个击破，图 4-12 清楚地表达了这一理念。在原则上，可以对所有可能的发射和接收扇形进行一轮暴力搜索，这样在第

一轮暴力搜索之后就可以找出最佳传输对。例如在图4-12中，发射扇形1和接收扇形1就被确定为最佳的扇形对。如果所需的性能如在两个接收/发射扇形对之间的SNR/SINR达到所要求的指标时，暴力搜索可以被终止。

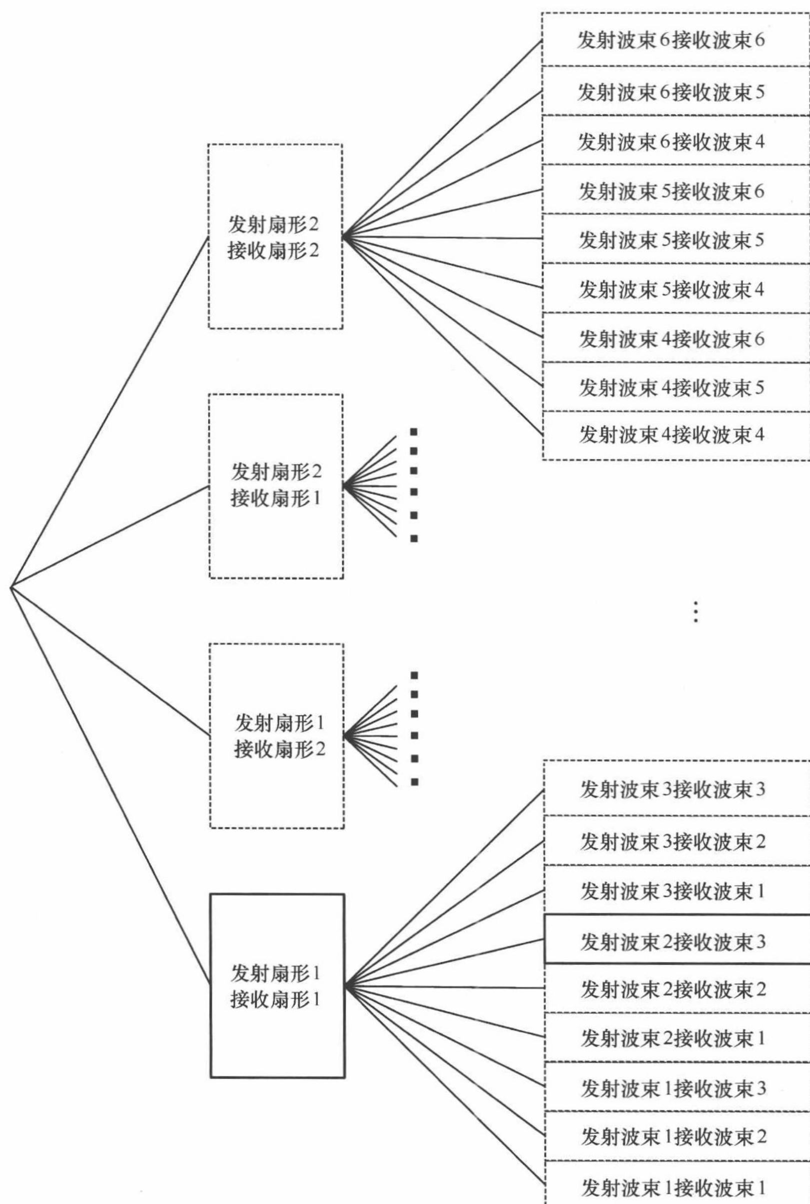


图4-12 切换天线阵列的一种树形搜索训练算法

搜索随后就上升到了波束级别。在早期选择的发射/接收扇形对的覆盖范围内，对所有可能的发射/接收波束进行一轮有限制的搜索，在第二轮有限制的搜索之后就可以找出最佳传输对。例如在图 4-12 中，发射波束 2（在发射扇形 1 的覆盖范围内）和接收波束 3（在接收扇形 1 的覆盖范围内）被选择作为最佳的波束对。发射波束 2 和接收波束 3 随后就被用来形成高增益链路，波束赋形传输就将在这条链路上发生。

值得注意的是，如果发射机和接收机假定的是多级码本结构的话，树形搜索算法也可以很容易扩展到多级上去。在某些情况下，可以优先考虑多级的情形。例如，如果（发射和接收波束的）最佳备用对被锁定，那么次佳备用对就可以马上启用而不用再从底部重新进行一次完整的树形搜索。算法 3 也可以很容易地寻找有这样用途的最佳备用对的简短的列表。

4.3.3　60GHz 无线网络中的信道接入

60GHz 网络中的高速数据包可能会以传统的时分复用的方式访问无线介质。这可以通过一个已经定义好的时分多址（TDMA）协议实现，也可以通过带有冲突避免的载波侦听多路访问（CSMA/CA）协议实现，或者两个协议结合使用。值得注意的是，由于发射端波束赋形，所以 60GHz 高速数据传输通常是方向性的。出于这个原因，对数据包利用空分多址（SDMA）技术会是非常有益的，它能够扩大通信范围和网络覆盖，减少相邻用户的干扰，减轻多径干扰和降低整个网络的射频污染。

如 Ceoper 和 Goldburg[15] 指出，TDMA 协议未必是高速定向传输的最佳多址接入协议。一个经验法则是，想要得到的波束赋形增益越大，传输的方向性越强。通常情况下，为了在 60GHz 频段实现吉比特的吞吐量需要总的波束赋形增益达到 20～30dB。因此，传输需要是高度定向的并且最好是采用 SDMA 协议。在本节中，我们将更多的兴趣放在这样一个多址接入系统中，它的接入站 STA1 和接入站 STA2 利用 SDMA 协议同时访问同一个接入点 AP，如图 4-13 所示。特别的，STA1 配备了一个 N 阵元的天线阵列，STA2 配备了一个 M 阵元的天线阵列，AP 配备了一个 K 阵元的天线阵列。每一个接入站 STA 都有一个单一的射频链，而接入点 AP 有两个射频链以支持到接入站/从接入站开始的同步传输。上行链路的输入输出关系可以写成

$$
\begin{aligned}
y_1 &= \boldsymbol{u}_1' \boldsymbol{H}_1 \boldsymbol{v} s_1 + n_1 \\
y_2 &= \boldsymbol{u}_2' \boldsymbol{H}_2 \boldsymbol{w} s_2 + n_2
\end{aligned}
\tag{4-29}
$$

式中，$\boldsymbol{H}_1$ 是在接入站 STA1 与接入点 AP 之间的 $K \times N$ 阶信道；$\boldsymbol{H}_2$ 是在接入站 STA2 与接入点 AP 之间的 $K \times M$ 阶信道；$\boldsymbol{u}_1 = [u_{11}, \cdots, u_{K1}]^T$ 是接入站 STA1 的接收波束赋形矢量；$\boldsymbol{u}_2 = [u_{12}, \cdots, u_{K2}]^T$ 是接入站 STA2 的接收波束赋形矢量；

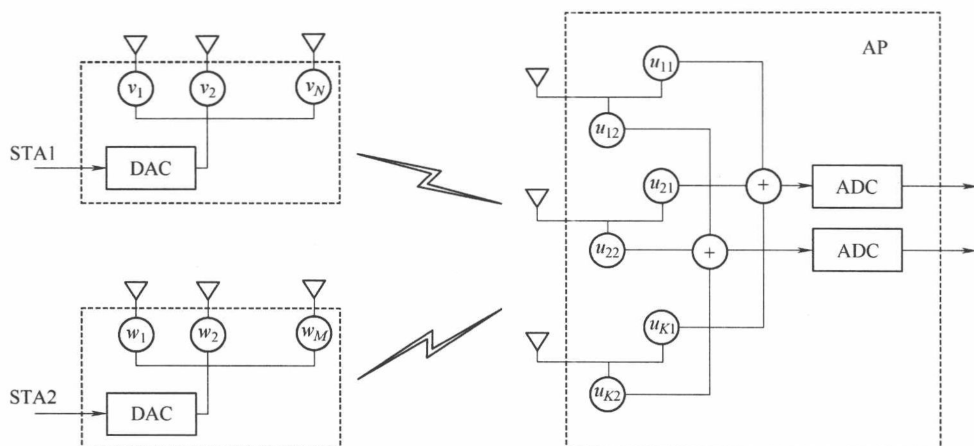


图4-13 接入站STA1和接入站STA2在相同的时间频率资源上利用空分多址技术访问共同的接入点AP（来自© 2008 IEEE授权）

$\boldsymbol{v}$，$\boldsymbol{w}$ 分别是接入站STA1和接入站STA2的发射波束赋形矢量；s_1，s_2 分别是源于接入站STA1和接入站STA2的信息符号；y_1 和 y_2 分别是在两个模数转换器输出端的接收的符号；n_1 和 n_2 分别是为每个接入站的独立加性白高斯随机变量。

在确定波束赋形矢量 $\boldsymbol{u}_1$，$\boldsymbol{u}_2$，$\boldsymbol{v}$，$\boldsymbol{w}$ 时，我们会遇到一个和点到点系统中类似的问题，那就是可用的天线阵元数（N，M 或 K）将远大于射频链的数目。由于训练的开销和复杂性是与天线阵元的数目成正比的，传统的估计和反馈的做法将会是非常低效的。因此，我们正积极利用一种与幂迭代原则相类似的方法以获得接入站STA和接入点AP的波束赋形系数。要注意，在提高对信噪比的估计值时要用到扩频序列。与点到点系统的场景不同，这里有多个接入站STA要同时发送训练序列。因此，这将有利于在每个天线训练步骤中对每个接入站STA分配正交（或接近正交）的扩频序列。

在算法4中，我们针对时分复用系统阐述了一种迭代的天线训练协议，由于采用校准的射频，它的上行链路和下行链路是互易的。为简单起见，我们假设$N \geqslant M$。迭代方法通过重复操作步骤1和2，从式（4-30）得出的结果$\boldsymbol{v}$，$\boldsymbol{w}$ 在归一化之后被用在下一步步骤2中，从式（4-31）得出的结果 $\boldsymbol{u}_1$，$\boldsymbol{u}_2$ 在归一化之后被用在下一步步骤1中[16]。

算法4　空分复用接入SDMA的迭代协议

---

0. 初始化

0.1. 首先任意选择一对正交的非零矢量 $\boldsymbol{u}_1 \perp \boldsymbol{u}_2$。

1. 接入站 STA 端天线训练

1.1. 从接入点 AP 的第一个射频链持续 N 个连续时隙发送相同的矢量 $\boldsymbol{u}_1$，每个时隙都由一个伪随机扩频序列 p_1 传播。

1.2. 从接入点 AP 的第二个射频链持续 N 个连续时隙发送相同的矢量 $\boldsymbol{u}_2$，每个时隙都由一个伪随机扩频序列 p_2 传播，它与 p_1（近似）正交。

1.3. 在接入站 STA1 处，使用 $\boldsymbol{I}_\text{N}$ 作为 N 个时隙的接收波束赋形矩阵，解扩则利用 p_1 进行。

1.4. 同时，在接入站 STA2 处，使用 $\boldsymbol{I}_\text{M}$ 作为 M 个时隙的接收波束赋形矩阵，解扩则利用 p_2 进行。收集接收的抽样，我们可以得到

$$\begin{aligned} \boldsymbol{v} &\leftarrow \boldsymbol{H}_1'(\boldsymbol{u}_1 \oplus \boldsymbol{u}_2) + \text{noise} \\ \boldsymbol{w} &\leftarrow \boldsymbol{H}_2'(\boldsymbol{u}_1 \oplus \boldsymbol{u}_2) + \text{noise} \end{aligned} \tag{4-30}$$

式中，$\oplus$表示在 $\boldsymbol{u}_1$ 和 $\boldsymbol{u}_2$ 相加之前，$\boldsymbol{u}_1$ 是通过序列 p_1 进行扩频，$\boldsymbol{u}_2$ 是通过序列 p_2 进行扩频，相应的解扩则是在每个接入站 STA 处完成。通过式（4-30），我们得到临时的波束赋形矢量$\boldsymbol{v}$，$\boldsymbol{w}$，它们将会被用在下一步骤中。

2. 接入点 AP 端的天线训练

2.1. 从接入站 STA1 处连续 K 个时隙发送归一化后的矢量$\boldsymbol{v}$，每个时隙都由一个伪随机扩频序列 q_1 传播。

2.2. 从接入站 STA2 处连续 K 个时隙发送归一化后的矢量 $\boldsymbol{w}$，每个时隙都由一个伪随机扩频序列 q_2 传播，它与 q_1（近似）正交。

2.3. 针对接入点 AP 的第一个射频链，使用 $\boldsymbol{I}_\text{K}$ 作为 K 个时隙的接收波束赋形矩阵，解扩则利用 q_1 进行。

2.4. 针对接入点 AP 的第二个射频链，使用 $\boldsymbol{J}_\text{K}$ 作为 K 个时隙的接收波束赋形矩阵，解扩则利用 q_2 进行。这里选择 $\boldsymbol{J}_\text{K}$ 作为一个正交矩阵，以满足 $\boldsymbol{J}_\text{K}$ 的每一列都与 $\boldsymbol{I}_\text{K}$ 的对应的每一列正交的条件。

2.5. 重新整理收集的抽样，我们可以得到

$$\begin{aligned} \boldsymbol{u}_1 &\leftarrow \boldsymbol{H}_1\boldsymbol{v} + \text{interference} + \text{noise} \\ \boldsymbol{u}_2 &\leftarrow \boldsymbol{H}_2\boldsymbol{w} + \text{interference} + \text{noise} \end{aligned} \tag{4-31}$$

这里得到的临时波束赋形矢量 $\boldsymbol{u}_1$，$\boldsymbol{u}_2$ 将被用于下一次迭代的步骤 1 中。

在本节中，我们一直致力于需要定向传输/接收的高速数据链路的天线训练的研究。另一方面，为了传输控制信号和/或低速数据包，仍然需要全向的传输。全向传输有多种不同的实现方式。一个可行的途径是将全向传输用于控制信息的传输。例如，在传输 60GHz 无线网络的控制信息时，2.4/5GHz 免许可频段可以用来作为带外控制信道。另一个可能的途径是使用多路相同的信号传输来模拟全向传输。图 4-11c 对这一情形做出了最好的说明，它的 6 个方向的传输结合在一起相当

于一个相同范围内的全向传输。要注意这些相同的信号要在6个不同的方向上传输以形成等效的全向传输。在这种情况下，所有广播信息性质的控制数据包都需要以6个副本的形式在6个不同的方向上进行传输。这些数据包里包含请求发送（RTS）、清除发送（CTS）和确认/不确认（ACK/NAK）等命令信息。更多介质访问控制方面设计指令传输的讨论可以参见第8章。

4.4 小结

我们已经简要介绍了60GHz通信中无线（室内）信道的特性，严重的路径损耗、氧气吸收和穿透损耗是我们面临的严峻的链路预算挑战。实际信道测量发现，主要的传输机制有视距传输及第一、第二级反射路径，低阶的MIMO技术会比高阶的MIMO技术更加合适。天线阵列波束赋形技术因其天线增益大、体积小和快速的电子可操纵性比较适用于60GHz无线通信，其快速的电子可操纵性对于解决非常棘手的非视距实时阻塞问题更是具有特别的意义。

要解决非视距的实时阻塞问题，发送/接收端的天线阵列必须具有一个十分灵活的逻辑，以保证它能够自动检测视距路径的丢失，自动找出当前的最佳路径（可能就是反射路径之一），以及自动将高速数据包通过新选定的路径进行传输。出于这个原因，一个快速、高效的天线阵列的训练理论成为在60GHz中实现吉比特无线通信的基石之一。

对于完全自适应天线阵列，我们引入了迭代天线训练理论，它使得发射机的波束赋形系数和接收机的波束赋形系数交替更新，以实现可得到的波束赋形增益尽可能地达到最大。针对在发射机和接收机端都要切换天线阵列，我们引入了一种树形搜索天线的训练方法，这样我们可以利用在发射机和接收机端假设的两个级别的波束赋形码本的优势。

60GHz的高速数据链接通常都是定向的。空分多址接入技术可以用来提高无线频谱的利用率，预计将被未来的60GHz无线网络使用。

参考文献

[1] Xia, P., Yong, S. K., Oh, J. and Ngo, C. (2008) Multi-stage antenna training millimeter wave communication systems. *IEEE Globecom Conference 2008*.

[2] Xia, P., Niu, H., Oh, J. and Ngo, C. (2008) Practical antenna training for in-vehicle millimeter wave communication systems. *IEEE Vehicular Technology Conference*, Fall.

[3] Xia, P., Yong, S. K., Oh, J. and Ngo, C. (2008) A practical SDMA protocol for 60 GHz millimeter wave communications. *IEEE Asilomar Conference 2008*.

[4] Yong, S. K. (2007) TG3c Channel Modeling Sub-committee Final Report. IEEE 15-07-0584-01-003c, March.

[5] Shiraki, Y., Ohyama, T., Nakabayashi, S., Tokuda, K., Kato, A., Fujise, M. and Horimatsu, T. (2002) Experimental system of 60 GHz millimeter wave band inter-vehicle communications based CSMA method. *IEEE Intelligent Vehicle Symposium*, vol. 2, pp. 17–21.

[6] Yamamoto, A., Ogawa, K., Horimatsu, T., Kato, A. and Fujise, M. (2008) Path-loss prediction models for inter-vehicle communication at 60 GHz. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, **57**(1), 65–78.

[7] Maltsev, A. et al. 60 GHz WLAN experimental investigations. IEEE 802.11-08-1044r0.

[8] Tse, D. and Viswanath, P. (2005) *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge: Cambridge University Press.

[9] Xu, H., Kukshya, V. and Rappaport, T. (2002) Spatial and temporal characteristics of 60-GHz indoor channels. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, **20**(3), 620–630.

[10] Doan, C. H., Emami, S., Sobel, D. A., Niknejad, A. M. and Brodersen, R. W. (2004) Design considerations for 60 GHz CMOS radios. *IEEE Communications Magazine*, **42**(12), 132–140.

[11] Telatar, E. (1999) Capacity of multi-antenna Gaussian channels. *European Transactions on Telecommunications*, **10**(6), 585–596.

[12] Golub, G. H. and Van Loan, C. F. (1990) *Matrix Computations*. Baltimore, MD: Johns Hopkins University Press.

[13] Yong, S. K. (2007) TG3c Channel Modeling Sub-committee Final Report. IEEE 15-07-0584-01-003c, March.

[14] Bolcskei, H., Borgmann, M. and Paulraj, A. J. (2003) Impact of the propagation environment on the performance of space-frequency coded MIMO-OFDM. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, **21**(3), 427–439.

[15] Cooper, M. and Goldburg, M. Intelligent antennas: spatial division multiple access. Arraycomm White Paper.

[16] Millimeter Wave Multi-Resolution Beamforming (2008) IEEE 802.15-08-0182.

第5章　基带调制

Peng fei Xia 和 André Bourdoux

5.1　介绍

60GHz 无线基带调制方案的选择取决于许多因素，如信道的特点、部署方案、天线配置、应用、频谱效率和电路限制等[⊖]。一般来说，60GHz 通信有三种合适的候选调制类型，即最小频移键控（MSK）、单载波（SC）块传输和多载波（MC）传输。一个 SC 也可以用来携带 MSK 调制信号。在这个意义上说，MSK 本身就是一个 SC 调制方案。在本章中，我们所提到的“单载波”调制主要是指一般非恒定包络星座图的 SC 块传输。至于 MC 传输，本书主要侧重于正交频分多路复用（OFDM）。

在恒定包络调制方式中，MSK 是比较有前途的调制方案。MSK 以其恒模无峰均功率比（PAPR）使得本书 3.2 节所述的传输功率放大器（PAS）能被高效利用，这也使得 MSK 调制成为 60GHz 非常有吸引力的候选方案。此外，考虑到接收每个比特的平均能量，MSK 也表现出了高功率效率。然而，MSK 吞吐量相对较低，尤其是在高信噪比（SNR）的区域时，这就限制了它在低速率千兆级传输范围的应用。

尽管有高复杂性的代价，SC 块传输（SCBT）和 OFDM 调制还是以其更高的频谱效率成为高吞吐量系统的首选。从概念上讲，OFDM 并行传输多路窄带载波，而 SC 调制则以较高速率传送单个 SC 调制。

相比较于 SC 调制，OFDM 调制的主要优势在于子载波正交性带来的频域内信道均衡复杂性的降低。另一方面，SCBT 需要抽头延迟线（时域）均衡器来均衡信道，这需要比 OFDM 传输[1]使用更复杂的接收器。在吉比特高速传输的情况下，时域均衡器的复杂性更为关键。为了克服这个问题，在参考文献［2-4］及其参考文献提出频域 SCBT 均衡技术（SC-FDE）。

图 5-1 是 OFDM 和 SC-FDE 技术的系统图，两者的系统框图十分相似。对于正交频分复用，在接收机和发射机分别进行快速傅里叶变换（FFT）和逆傅里叶变

⊖　作者要感谢美国加州圣何塞的三星公司美国信息系统，本章节在那得以完成。

换，随后采取线性 MMSE 信道均衡。另一方面，对于 SC-FDE、逆 FFT 与 FFT 运算均在接收机执行，并随后采用线性 MMSE 信道均衡。因此，SC-FDE 接收机的复杂性近似是 OFDM 接收机复杂性的两倍，但其发射机则相对简单。

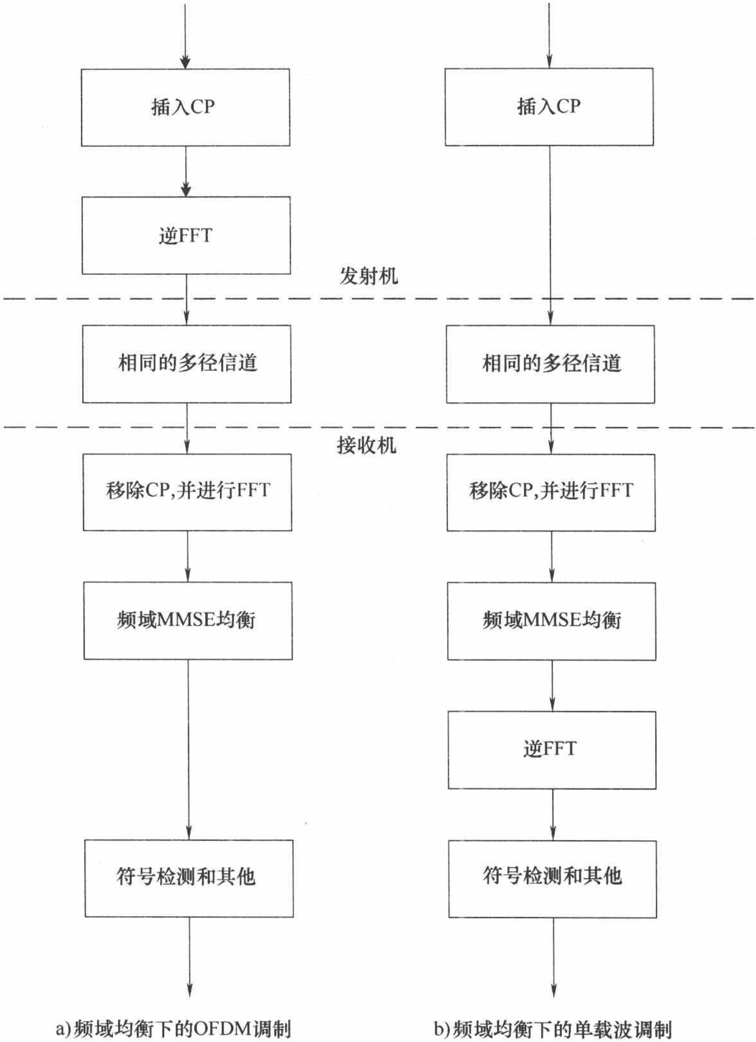


图 5-1　OFDM 和 SC-FDE 的系统框图

对于同样的星座点，SC 调制具有比 OFDM 调制较低的 PAPR 值，高 PAPR 值对 OFDM 传输的功率放大器提出了更严格的要求，从而降低了系统的整体功率效率。然而，SC 要实现高频谱效率，就几乎不可避免地要使用高阶星座（如 16/64-QAM），这也导致了 SC 的 PAPR 增加。在这种情况下，SC 与 OFDM 的 PAPR 的差

异变得微不足道。OFDM 面临的一个严重问题就是 PA 效率的降低对 PAPR 的影响。这个问题在 60GHz 时比在 6GHz 时更为严峻。表 5-1 给出了 6GHz 以下和 60GHz 时的 PA 实现的典型参数[5]。60GHz 时功率放大器性能的附加信息如表 6-5。

表 5-1 OFDM 调制在 6GHz 以下和 60GHz 时的典型参数（dBm）**比较**（来自© 2009IEEE 授权）

参　数	6GHz 以下	60GHz
P_{1dB}	25.5	6.7
P_{sat}	26.5	9.8

当工作在 6GHz 以下频带时，P_{1dB}和 P_{sat}的值都非常接近，这表明 PA 工作在最大功率限制附近的线性区域内。因此，没有或很少有 PA 输出功率回退需要。相比之下，为了保持线性，60GHz 时的 PA 在功率受限的区域下工作。当 OFDM 调制星座点高的情况下，这需要较大的输出功率回退。

调制方案的性能还取决于误差控制机制，比如纠错码本身和交织深度。特别是无线多径信道中的未编码 OFDM 调制将受到分集损耗。因此，大多数情况下 OFDM 调制都要求有强大的差错控制编码。一般，高码率时 SC 系统稍好（纠错能力薄弱），而在低码率时，OFDM 系统稍好（强纠错能力）[6]。

部署场景和信道特性对调制方案的选择有较大影响。如果一个系统主要部署在有较小延迟扩散的视距（LOS）范围内，SC 成本效益相对较高。反之，在非视距（NLOS）场景中，OFDM 在减轻较长传播延迟的信道影响方面提供了一个更好的解决方案。

总之，OFDM 和 SC-FDE 技术是实现吉比特吞吐量的 60GHz 通信强有力的候选技术。一方面，在选择两种方案时需要权衡以下几个因素（但是不局限于这几个因素）：星座点大小、差错控制编码的程度、均衡等。另一方面，对于便携式设备来说，MSK 调制是很经济的方案，而且还可被很好地用于“对准即拍”应用。表 5-2 总结比较了以上方案中的关键技术。

表 5-2 60GHz 应用不同调制方案的比较（来自© 伯克利无线研究中心）

调　制	OFDM-QPSK	高阶调制 SC（16-QAM）	SC QPSK	常包络（MSK）
所需 SNR（BER = 10^{-3}）	7dB	12dB	7dB	7dB
TX PAR	约为 10dB	约为 5.5dB	约为 3dB	0dB
PA 线性	高	高	中	低
对相位噪声的敏感度	高	高	中	低
均衡复杂度	中	高	高	高

考虑到 OFDM 和 SC 都是 60GHz 基带调制的主要候选技术，我们将在本书中对

两种技术都加以探讨。第 5.2 和 5.3 节主要讲了 OFDM 调制（Pengfei Xia 编写），而 5.4 和 5.5 节则主要介绍了 SC 调制（André Bourdoux 编写）。

5.2 OFDM 基带调制

5.2.1 OFDM 基本准则

令 $X_n(n=0, 1, \cdots, N-1)$ 为在 N 个载波中传输的 N 个数据符号，其中 X_n 一般可表示成二维星座图上的一个复点，例如 M-QAM 或 M-PSK。令 f_n 为第 n 个载波的载波频率，则传输的时域波形可以表示为

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{j2\pi f_n t} \tag{5-1}$$

对时域波形进行数字采样得到的就是

$$x(mT_s) = \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{j2\pi f_n m T_s} \tag{5-2}$$

式中，$t=mT_s$ 是采样点；T_s 是采样周期。假设 N 个载波均匀分布在频域内，且 $f_n = nf_o(n=0, 1, \cdots, N-1)$，这时，时域抽样可写成

$$x(mT_s) = \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{j2\pi n f_0 m T_s} \tag{5-3}$$

再进一步，令 $f_o = 1/NT_s$ 表示维持子载波正交性的最小频率间隔，则时域抽样信号可写成

$$x(mT_s) = \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{j2\pi mn/N} \tag{5-4}$$

显然，时域抽样 $\{x(0), x(T_s), \cdots, x((N-1)T_s)\}$ 是 N 个数据符号 $\{X_0, X_1, \cdots, X_{N-1}\}$ 的离散傅里叶逆变换，并可以通过 FFT 算法高效实现。因此，逆 FFT 变换常用于 OFDM 发射机。为了恢复从收到的时域抽样得到的 N 个数据符号，在 OFDM 接收机端使用 FFT 变换。

在频率选择性多径衰落信道下时，多载波传输通常会伴随着符号间干扰（ISI）和载波间干扰（ICI）。为了滤除 OFDM 系统中的 ISI 和 ICI，通常会在发射机中插入一个循环前缀，然后在接收机中去除。参考文献［1］已证明，只要循环前缀长度长于信道延迟扩散，线性卷积操作（多亏了多抽头信道响应）就等于循环卷积操作。时域传输波形和多抽头信道的循环卷积在频域对应为传输信号和信道频率响应的简单乘积。因此，一个低复杂度的单抽头均衡器就足够了，而这也是 OFDM 通信系统的最显著的优点。

PAPR 定义为传输的峰值功率除以传输的平均功率，即

$$\frac{\max|x(t)|^2}{E[|x(t)|^2]} \tag{5-5}$$

由式（5-1）可知，时域波形 x（t）实质上是多个独立调制子载波的和。因此，当在所有的子载波连续叠加求和时，PAPR 会高达至 N。但是高 PAPR 比较麻烦，因为它会降低发射功率效率。为了理解这一点，我们观察图 5-2 中的基于拉普模型[8]的通用的 PA 输入输出关系。该拉普模型只考虑了 AM/AM 的影响。

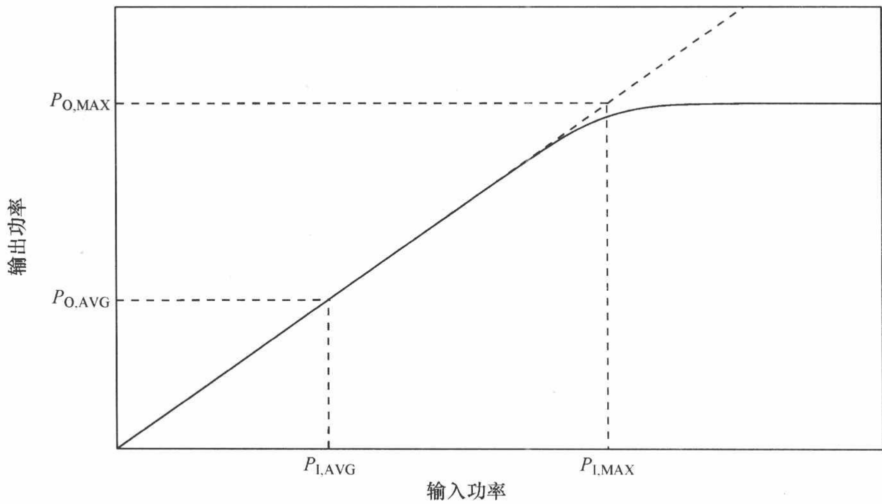


图 5-2　功率放大器拉普模型 $g(A)=A/(1+A^{2p})^{1/2p}$，$p=10$ 时的图解

图中还标识了最大输入功率 $P_{I,MAX}$、平均输入功率 $P_{I,AVG}$、最大输出功率 $P_{O,MAX}$ 和平均输出功率 $P_{O,AVG}$。可以看到，当输入功率超过最大输入功率 $P_{I,MAX}$ 时，输出功率会在 $P_{O,MAX}$ 达到饱和。因此，为了避免饱和，传输一个高 PAPR 信号时，必须将功率放大器的输入功率设置在 $P_{I,AVG}$，这将导致 $10\log_{10}(P_{O,MAX}/P_{O,AVG})$ 的功率回退，而这种浪费是不可取的。与 SC 调制方案相比，OFDM 的主要缺点之一就是 PAPR 过高。OFDM 的另一个主要缺点是其对载波频率偏移（CFO）和相位噪声的灵敏度。注意，60GHz 时的相位噪声问题要比在 5GHz 时的更为严峻。

尽管看起来高 PAPR 和对 CFO 的敏感性会妨碍 OFDM 的应用，但是我们发现 OFDM 技术已经被越来越多的标准和应用接受，如数字音频广播（DAB）、数字视频广播（DVB）、无线局域网 IEEE802.11，802.16（WiMAX）和 3GPP LTE。因此，如果适当应对上述问题，我们有理由认为这些问题可能会有些棘手但却不会是灾难性的。

5.2.2　OFDM 设计考虑

图 5-3 给出了典型的 OFDM 系统和 SC 系统的时域波形，其中前者的符号周期

一般远远大于后者，从概念上讲，时钟同步对SC系统更为重要，因为符号周期较小时，要应对ISI需要更精确的时钟同步。

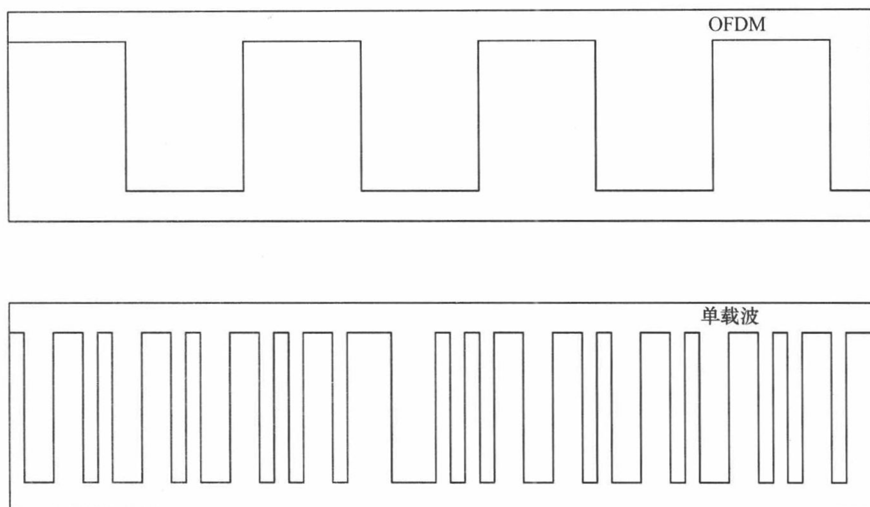


图5-3　OFDM和SC系统的时域示意图

图5-4大致说明了OFDM系统和SC系统的典型频率内容，其中前者包含多个正交的载波而后者只有一个子载波。不同的是，我们对OFDM系统频率同步有更严格的要求，因为频率同步是保持子载波正交和处理CFO的关键。参考文献[9]对OFDM和SC系统中与CFO灵敏相关的误码率（BER）进行了特别的分析，其中由CFO引起的性能衰减近似于

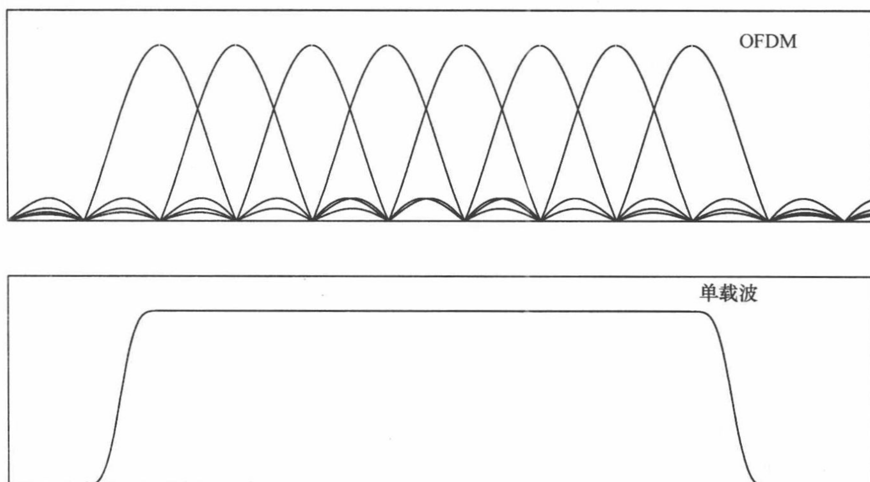


图5-4　OFDM和SC系统的频域示意图

$$D_{\text{CFO}} \approx \begin{cases} \dfrac{10}{3\log 10}(\pi\Delta_{\text{f}} T_{\text{sc}})^2, \ \text{SC} \\ \dfrac{10}{3\log 10}(\pi\Delta_{\text{f}} T_{\text{mc}})^2 \dfrac{E_{\text{s}}}{N_0}, \ \text{OFDM} \end{cases} \tag{5-6}$$

式中，Δ_f 是载波频率偏移；T_{sc}是 SC 符号周期；T_{mc}是 OFDM 符号周期；E_s 是平均符号能量；N_0 是噪声方差。可以看到，一般 T_{mc} 远远高于 T_{sc}，因此，OFDM 系统比 SC 系统对 CFO 更敏感（好几个量级）。通过观察可知，在 OFDM 系统中，性能衰退受 SNR 影响，但 SC 系统中则不然。

同样如同参考文献［9］中所示，由于相位噪声引起的性能下降可被近似表达成

$$D_{\text{phasenoise}} \approx \begin{cases} \dfrac{1}{6\log 10}(4\pi\beta T_{\text{sc}}) \dfrac{E_{\text{s}}}{N_0}, \ \text{SC} \\ \dfrac{11}{6\log 10}(4\pi\beta T_{\text{mc}}) \dfrac{E_{\text{s}}}{N_0}, \ \text{OFDM} \end{cases} \tag{5-7}$$

式中，β 是振荡器带宽。该式再次说明了，OFDM 系统比 SC 系统对相位噪声更敏感。

因为我们对 SC 和 OFDM 系统的灵敏度等性能有不同的要求，所以 OFDM 系统的设计标准不同于 SC 系统的设计标准。接下来，我们将讨论设计 OFDM 系统时要考虑的几个关键点。

1. 子载波数（N_s）

1）提高 OFDM 符号的 N_s 时长，减少 ISI 符号间干扰，从而简化了均衡器的设计。

2）然而，提高 N_s 时长也提高了 PAPR 并对（频率）同步有了更高的要求。

2. OFDM 符号周期（T_s）

1）一般情况下，最好 $T_s \leqslant T_{coh}$。这确保了整个 OFDM 符号周期小于信道的相干时间 T_{coh}，而这也是保持 OFDM 符号间子载波正交性的必要条件。

2）OFDM 符号周期不能太小。为了避免发射功率效率过低，要考虑 OFDM 循环前缀长度。

3. OFDM 循环前缀（CP）长度 L_{cp}

1）CP 的长度要大于信道时延，以保证无 ISI 接收。

2）一般信道延迟扩散是通过其均方根信道延迟扩散 σ_h 来衡量的。一条经验法则是保持 $L_{cp} > 5\sigma_h$。注意，计算整体信道时延扩展时，应考虑发送/接收滤波器响应。此外，应预留保护间隔以应对由于发射器和接收器之间不完善的采集时间和时钟偏移所带来的同步误差。

3）注意，CP 期间发射功率被浪费。一般情况下，要求发射功率效率（N_s +

$L_{cp})/N_s \leq 1\text{dB}$。

4. 子载波带宽

1）子载波带宽应足够小以保证在每个子载波内，信道可以被视为是频率平坦的。

2）子载波带宽应比信道多普勒时延 f_d 大得多，可以保证频率同步的可行性。

可以看到，合理选择 OFDM 系统参数要权衡众多相互矛盾的要求。以下概述了一个适用于大多数 OFDM 系统的简单的设计准则[1]。

1）设置循环前缀长度 L_{cp} 为延迟扩散的 2 ~4 倍。

2）设置 OFDM 符号周期 T_s 是循环前缀长度的 5 ~6 倍。

3）设置 OFDM 子载波的间隔为 $1/(T_s - L_{cp})$。

4）用子载波间隔划分系统带宽并计算子载波数，或者用所需的数据传输速率除以每个子载波的数据传输速率来计算子载波数。每个子载波的数据传输速率是由 M-QAM/M-PSK 星座图、差错控制编码速率和符号速率来定义的。

表 5-3 列出了一些主流的 OFDM 系统设计参数，包括数字音频广播（DAB）、IEEE 802.11Wi-Fi、IEEE802.16 WiMAX 和 3GPP LTE。

表 5-3　主流无线系统的 OFDM 系统参数[10]（授权自© 2007John Wiley & Sons，Inc）

	DAB	IEEE802.11	IEEE802.16	3GPPLTE
载波频率/GHz	1.5	2.5/2.8	2 – 11	2
抽样频率/MHz	2	20	32	15.36
带宽/MHz	1.5	20	28	10
FFT 大小	1024	64	256	1024
所用子载波数	768	52	200	601
保护带宽比例	0.25	0.1875	0.2185	0.41
子载波带宽/kHz	2	312.5	125	15
FFT 周期/μs	500	3.2	8	66.7
保护间隔/μs	123	0.8	2.1/0.5/0.25	4.67/16.67
星座调制	DQPSK	PSK，QAM	PSK，QAM	PSK，QAM

上述设计考虑都是基于普通的 OFDM 系统。在基于 OFDM 的 60GHz 无线系统上，我们面临着一些特有的挑战。例如，在 60GHz 时的相位噪声极大，相比于普通 6GHz 时的 OFDM 系统的 –110 ~ –120dBc/Hz 的相位噪声，60GHz 时的相位噪声可高达 –85dBc/Hz[11]。因此对频率同步和跟踪提出了更高要求。

5.3 案例研究：IEEE802.15.3c音频视频的OFDM系统

我们接下来把IEEE802.15.3c音频视频（AV）中的OFDM物理层（PHY）模式[12]当做在60GHz时的OFDM调制的个案进行研究。为了同时支持高速率和低速率的AV通信，它设计了两个子模式：一个是所谓的高速PHY（HRP），另一个是所谓的低速率PHY。在这里，我们只讨论与在图5-5所示的HRP模式基带实现相关的HRP模式。

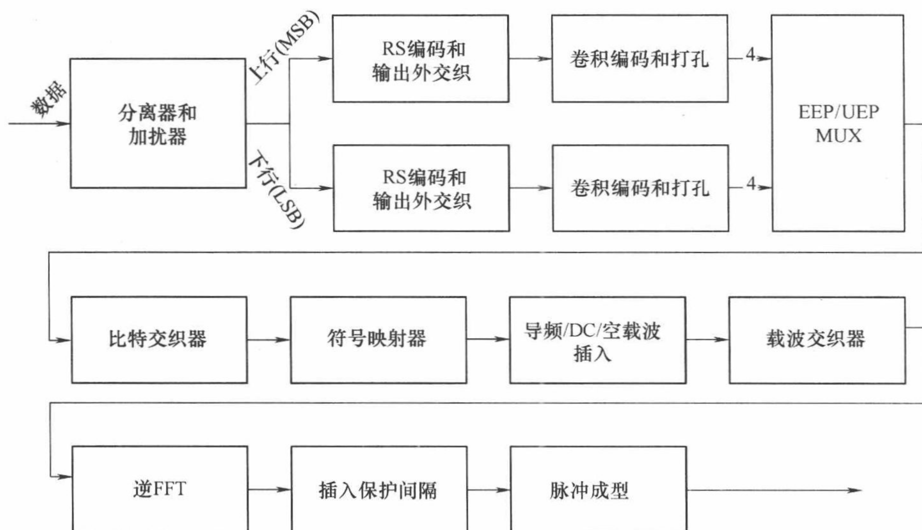


图5-5 IEEE 802.15.3c AV OFDM的实现框图[12]（授权自© 2009IEEE）

5.3.1 未压缩的视频通信

IEEE802.15.3c的AV OFDM物理层模式一个显著特点就是它能有效地支持未压缩的高清晰度AV通信。它已成为现代消费通信标准接口的无线高清晰度多媒体接口（HDMI）标准。

未压缩的影音通信的一个特征是，从用户的角度上来看不同的信息比特位的地位并不平等。例如，一个白色像素可以被一个RGB三元组（R:255，G:255，B:255）或二进制格式（R:11111111_2，G:11111111_2，B:11111111_2）代表。从接收者的角度来看，可以很明显地看到第一个“1”所携带的信息权值最大，中间的权重逐步降低，而最后的“1”所携带的信息权值最小。换句话说，第一个比特位的错误是最容易发现的，而最后一个比特位的错误是最不容易发现的。因此，应当合理的对更重要的比特位采取更强的差错控制。

出于上述原因，在开始的时候，传入的比特流在 AV OFDM 中被分割为两大类（见图 5-6）。尤其是在包含 1 ~8 个比特流的输入比特流中 1 ~4 比特流被称为最重要的比特（MSB），5 ~8 位被称为最不重要的比特（LSB）。伴随着上述比特流的区别，不同的错误控制机制也被应用。随后采用了随机比特扰码以避免过长的 0 和 1 序列。

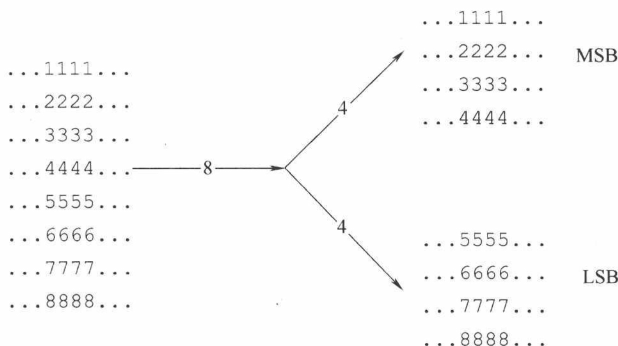


图 5-6　分开 MSB/LSB 比特流[12]（授权自© 2009IEEE）

5.3.2　平等和不平等错误控制

如前所述，差错控制编码对 OFDM 调制系统来说是必不可少的。对于 AV OFDM 中的 MSB/LSB 来说，一种级联码被运用，其中外码是里德-所罗门（RS）码，内码是标准的卷积码，中间采用了外交织。这样的级联码已经被应用于许多场景，例如深空通信。

上例中，外码是（224，216，$t=4$）RS 码，可以通过缩短标准（255，247，$t=4$）RS 码获得。该编码能够纠正 $t=4$ 个错误符号，其每个符号都可以表示成 GF（28）伽罗瓦域的 8 位元素。下式是其生成多项式

$$g_{\text{field}}(x)=x^8+x^4+x^3+x^2+1 \tag{5-8}$$

RS 码生成多项式可以写为

$$g_{\text{RS}}(x)=(x+\lambda)(x+\lambda^2)(x+\lambda^3)(x+\lambda^4)(x+\lambda^5)(x+\lambda^6)(x+\lambda^7)(x+\lambda^8) \tag{5-9}$$

式中，$\lambda=0\text{x}02$。

内码是 1/3 编码率的卷积码，其约束长度为 7，生成多项式 $g_X=133_8$，$g_Y=171_8$，$g_Z=165_8$。图 5-7 给出了一个该编码器的实现方案。

在接收端，利用 Viterbi 解码器来解码吞吐量高达几个 Gbit/s 的比特流，对于目前仅使用一个解码器的技术来说相当有挑战性。出于上述原因，人们采用并行编码的思想，让总比特流由 8 个卷积编码器组进行单独编码。在接收端，接收到的信

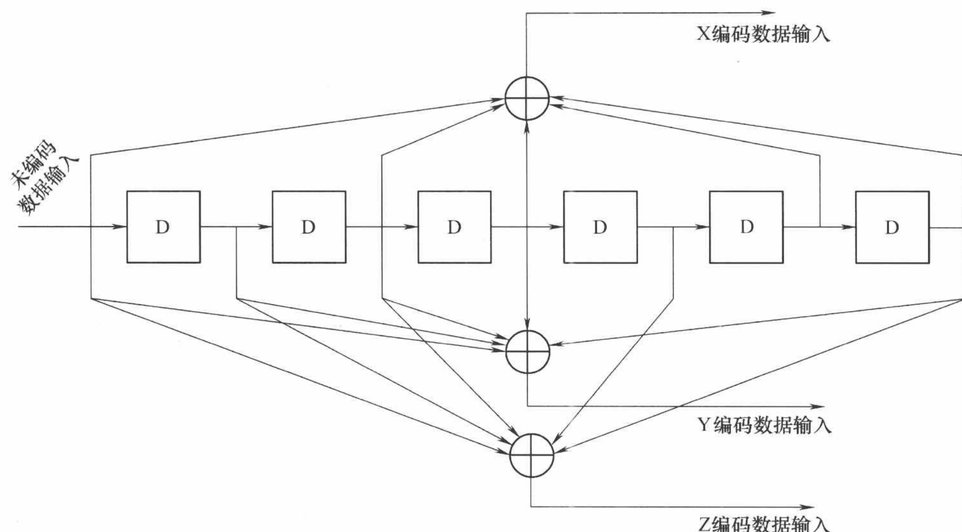


图5-7　1/3编码率卷积码的参考实现[12]（授权自© 2009IEEE）

号分别被8个（软/硬）维特比解码器组解码。在A～H所代表的8个并行卷积编码器中，A～D代表MSB，而E-H代表LSB。

如前所述，对MSB和LSB应用不等差错保护措施（UEP）对于视频传输来说是有利的。在AV OFDM中，实施UEP的方式之一是对MSB和LSB使用不同的编码率。这可以通过卷积码打孔实现。在表5-4中，打孔模式“1”是指传输位，而打孔模式“0”是指跳过相应的位。编码率为1/3、1/2、2/3的比特流编码可用于相等差错保护（EEP）模式，而编码率为4/7、4/5的可分别用于UEP模式下的MSB和LSB。一般情况下，MSB应当采取比LSB更低的编码率编码（更强的编码）。

此外，在物理层还有其他方式来实现对MSB和LSB的UEP。例如，在一个OFDM调制系统中，MSB和LSB可被分配给不同的子载波，其中MSB子载波分得的功率超过LSB的子载波功率，这样MSB就有了更强的错误保护。另一种方式是分散MSB和LSB到信号星座图的I分支和Q分支，其中I分支具有比Q分支更大的星座图距离。MSB就有了更强的错误保护。

总体而言，通过调制实现的UEP非常灵活，可以通过微调I/Q的距离比值来实现不同级别的UEP。通过功率控制（仅适用于OFDM/MC调制系统）实现的UEP也很灵活，因为不同子载波的功率也可以微调。一方面，由于能量不均衡，这两种做法会因为功率不平衡导致潜在的高PAPR。另一方面，通过编码方法实现的UEP不会对系统PAPR产生影响，因此编码方法较为可取。

表5-4 获取不同速率的打孔模式（授权自© 2009IEEE）

编码率	打孔模式	传输序列
1/3	X：1 Y：1 Z：1	X1，Y1，Z1
1/2	X：1 Y：1 Z：0	X1，Y1
4/7	X：1111 Y：1011 Z：0000	X1，Y1，X2，Y2，X3，Y3，X4，Y4
4/5	X：1111 Y：1000 Z：0000	X1，Y1，X2，X3，X4
2/3	X：11 Y：10 Z：00	X1，Y1，X2

5.3.3 比特交织和多路传输

用8个并行编码器得到的编码信息位要被多路复用在一起映射到复星座调制图上。AV OFDM中采用的星座是QPSK和16-QAM星座。对于16-QAM星座来说，每4个比特被映射到一个星座点上：两个对应I分支，其他两个对应Q分支。要注意到，在分配给I分支的两个比特中，其中一个被保护并被标记为较好的保护位（BPB），而另一位将被标记为较差的保护位（WPB）。Q分支上情况相同。

多路传输后采取比特交织是为了保证从8个卷积编码器中得到的每个编码比特都有大致相同的机会是BPB或WPB。如果从一个特定的卷积编码器得到的编码比特全部处在WPB的位置上，性能下降将是不可忽视的。进一步讲，让每个编码器输出的编码比特轮流在BPB和WPB中转换才是我们想要的结果。也就是说，如果从编码器A得到的当前比特映射到一个BPB上，我们想要让从编码器A输出的上/下一个比特映射到一个WPB上。这样，交织后的比特能被很好地分配，这就能较好地利用交织编码所提供的纠错能力的优势。这里需要说明一点，卷积编码和Viterbi译码器是用来处理随机错误的，而不是处理突发错误的。

更进一步，当编码交织后的比特被映射到星座符号上时，一个编码器输出的比特被映射到多个不同的星座符号上是较理想的。当不同星座符号经历不同且独立的

衰落信道时，能利用潜在的信道分集。归纳起来，对于比特交织器的设计，我们有以下的设计准则：

1）将每个编码器的编码比特（例如编码器A的A1～A7）在BPBs和WPB中轮换。

2）避免让同一编码器的编码比特映射到同一个星座符号上。

AV OFDM中的比特交织是由48位的交织块实现的。在EEP模式中（8个编码器的卷积码速率均为2/3），它从每个卷积编码器中接收6个编码比特。下面，我们用A1～A6代表编码器A的6个编码比特，编码器B～H也是一样。比特将按图5-8所示方式完成交织。交织顺序从左至右，从上到下。每列上的4比特被依次映射到I分支的BPB，WPB，和Q分支的WPB，BPB上。可以验证，每个编码器上的编码比特在BPB和WPB中轮流出现。

按列顺序依次读出，从上到下和从左到右 →

I-BPB	A1	E5	D3	C1	G5	F3	E1	A5	H3	G1	C5	B3
I-WPB	B2	F6	E4	D2	H6	G4	F2	B6	A4	H2	D6	C4
Q-BPB	C3	B1	F5	E3	D1	H5	G3	F1	B5	A3	H1	D5
Q-WPB	D4	C2	G6	F4	E2	A6	H4	G2	C6	B4	A2	E6

图5-8　交织器比特输出顺序：EEP（授权自© 2009IEEE）

在UEP模式下（卷积码编码器A～D采用4/7的编码速率，编码器E～H采用4/5的卷积编码率），从编码器A～D接收的7个编码比特被当做MSB，而从编码器E～H接收的5个编码比特被当做LSB。下面，我们用A1～A7代表编码器A的7个编码比特，编码器B～D同理；E1～E5代表从编码器E接受的5个编码比特，编码器F～H同理。比特交织将按图5-8所示方式完成。交织顺序从左至右和从上到下。每列上的4比特被依次映射到I分支的BPB、WPB和Q分支的BPB、WPB上。

可以看到，对EEP模式下的编码器A来说，编码位A1～A6依次是BPB、WPB、BPB、WPB、BPB、WPB；在UEP模式下，A1～A7的编码位依次是BPB、WPB、BPB、WPB、BPB、WPB和BPB。设计准则1就此被满足。更进一步，对EEP模式下的编码器A来说，编码位A1～A6被映射到16-QAM[⊖]的第1、11、10、9、8、6个符号上；在UEP模式下，A1～A7的编码比特映射到16-QAM的第1、

⊖ 一个16-QAM符号是图5-8和图5-9的一列。

11、10、9、8、6和第2个符号上。设计准则2就此被满足。

虽然看起来EEP和UEP模式下的比特顺序不同，但其都是通过相同的数字逻辑来实现的。为了更清晰地阐释这一点，我们按自然顺序列举了从8个编码器得到的编码比特。对于EEP模式，0～47位分别代表A1～A6，B1～B6，…，H1～H6。对于UEP模式，0～47位分别代表A1～A7，B1～B7，…，D1～D7，E1～E5，…，H1～H5。令$x=0$，…，47为比特交织的输入比特位序号，并令$y=0$，…，47为比特交织的输出比特序号。可以从图5-8和图5-9看到，下式阐释的X和Y之间的关系同时适用于EEP模式和UEP模式。

按列顺序依次读出，从上到下和从左至右 →

I-BPB	A1	E1	C7	B6	G3	E5	D4	A5	H2	F4	C3	B2
I-WPB	B1	F3	D7	C6	H5	G2	E4	B5	A4	H1	D3	C2
Q-BPB	C1	A7	F2	D6	C5	H4	G1	E3	B4	A3	G5	D2
Q-WPB	D1	B7	G4	F1	D5	A6	H3	F5	C4	B3	A2	E2

图5-9 交织器比特输出顺序：UEP（授权自© 2009IEEE）

$$y = \mathrm{mod}\left(6 \times \left\lfloor \frac{x}{6} \right\rfloor - 5 \times \mathrm{mod}(x,6), 48\right) \tag{5-10}$$

式中，mod是标准的整数取模操作，$\lfloor . \rfloor$是标准的下取整操作。

5.3.4 AV OFDM调制

AV OFDM的PHY中OFDM调制采用了512点的FFT。512个HRP子载波按表5-5排列，其中数据子载波携带复数据符号，导频子载波携带导频符号，DC和空子载波不携带符号。进行逆FFT变换（IFFT）前，复符号通过一个比特反转载波交织操作再次进行交织。载波交织是为了让原本相邻的符号在子载波间的距离足够远以实现对方的信道衰落相互独立。令$0 \leqslant k \leqslant 511$为载波交织前的索引，令$0 \leqslant l \leqslant 511$为载波交织后的索引。比特反转载波交织器规定了位置$k$的输入符号

$$k = \sum_{i=0}^{8} a_i 2^i \tag{5-11}$$

被打散到l位置，

$$l = \sum_{i=0}^{8} a_{8-i} 2^i \tag{5-12}$$

表5-5　AV OFDM HRP子载波排序[12]（授权自© 2009IEEE）

子载波类型	子载波编号 k
空子载波	$k=[-256:1:-178]$ U $[178:1:255]$
导频子载波	当 $\text{sym}=0:1:N_{\text{symbol}}-1$
	{
	$k=[-177+\text{mod}(3\times\text{sym},22):22:177]$
	$k\neq-1$ 或0或1
	}
DC子载波	$k=[-1,0,1]$
数据子载波	其他

可以看到，k 的二进制 $\{a_8, a_7, a_6, a_5, a_4, a_3, a_2, a_1, a_0\}$ 表示是1的二进制 $\{a_0, a_1, a_2, a_3, a_4, a_5, a_6, a_7, a_8\}$ 的符号反转表示。通常，IFFT运算由一个比特反转操作和一个FFT蝶形运算器组成。因此，比特反转载波交织能够将相邻的复杂信号打散并同时减少IFFT的复杂性。

在剩余的子载波中，16个子载波被用作导频子载波以增强信道估计。通常情况下，导频子载波在频域内等距离分布以便于简单的信道估计和插值。要注意，两个相邻的导频子载波之间的距离要小于信道的相干带宽以便于准确的信道估计。导频子载波位置随着时间缓慢的变化时，可采用一个移动的导频子载波。有了移动的导频子载波，接收端可以实现时域和频域插值以提高信道估计质量。

在两个边界 $\{-256:1:-178\}$ 和 $\{178:1:255\}$ 处放置空子载波以防止信号泄漏到相邻频段，所有这些子载波也被称为保护频段。保留保护频段有助于减少频带溢出，并减轻了前端滤波器在RF域的要求。直流（DC）子载波 $\{-1, 0, 1\}$ 也被用作空子载波以简化数字-模拟转换和模拟-数字转换。

表5-6给出了AV OFDM的调制和编码方式模式。其中，模式2和4提供了3.807Gbit/s的理论数据吞吐量，并携带3Gbit/s的1080P（P代表渐进）HDMI信号（每帧1920列×每帧1080行×每秒60帧×每像素24bit≈3Gbit/s）；模式1和3提供了1.904Gbit/s的理论数据吞吐量并可携带1.5Gbit/s的1080i的（i代表交错）HDMI信号。可选的模式5和6用于重传，其中仅重传MSB信号而忽略LSB错误。

表5-6 AV OFDM HRP模式列表[12]（授权自© 2009IEEE）

HRP模式目录	编码模式	调制	MSB编码速率	LSB编码速率	数据速率/Gbit/s
0	EEP	QPSK	1/3	1/3	0.952
1	EEP	QPSK	2/3	2/3	1.904
2	EEP	16QAM	2/3	2/3	3.807
3	UEP	QPSK	4/7	4/5	1.904
4	UEP	16QAM	4/7	4/5	3.807
5	仅MSB重传	QPSK	1/3	n/a	0.952
6	仅MSB重传	QPSK	2/3	n/a	1.904

注：模式5和6用于仅重传MSB。

5.4 频域均衡SC

本节将主要讨论在60GHz时带频域均衡的SC传输。本节研究了被选作60GHz无线通信IEEE802.15.3c标准的SC空中接口，并详细描述了支持时域和频域SC传输所需的信号处理功能。

5.4.1 简介

由于SC调制的如下所述的几个非常有趣的性质，它已被选定为IEEE802.15.3c一个强有力的PHY模式。

1）低PAPR。信号对PA非线性的灵敏度是同信号包络特性紧密相连的。恒定包络信号（如CPM和未经过滤的M-PSK）是最不敏感的。然而，OFDM和脉冲型SC并不是恒定包络信号，并可能受PA非线性的影响。图5-10阐释了OFDM和SC传输的PAPR的互补累积分布函数（CCDF）[13]，并说明了OFDM传输的PAPR相当高，且既不依赖于发送滤波器也不依赖于星座大小。相比之下，SC传输的PAPR低，且依赖于脉冲整形滤波器的多余带宽和星座。超出带宽越低，PAPR越高。因此，SC-FDE技术的PAPR可以通过调整星座的不同频谱效率来调节。

2）低复杂度均衡。多径信道的SC传输时域均衡实现起来非常复杂。均衡器的长度取决于事先未知的信道长度。在SC传输时，在接收端可在频域执行与OFDM一样的低复杂度单抽头均衡，然后再变换到时域。这意味着在接收端要使用FFT和IFFT而发射端不需要IFFT。发射器只需要插入一个循环前缀（见5.5.2节）。

3）均衡复杂性和传输开销的权衡可能性。表5-7给出了SC传输中可能的TX和RX的组合。这提供了一定的灵活性，并可根据信道情况加以利用以减少功耗提

高吞吐量。

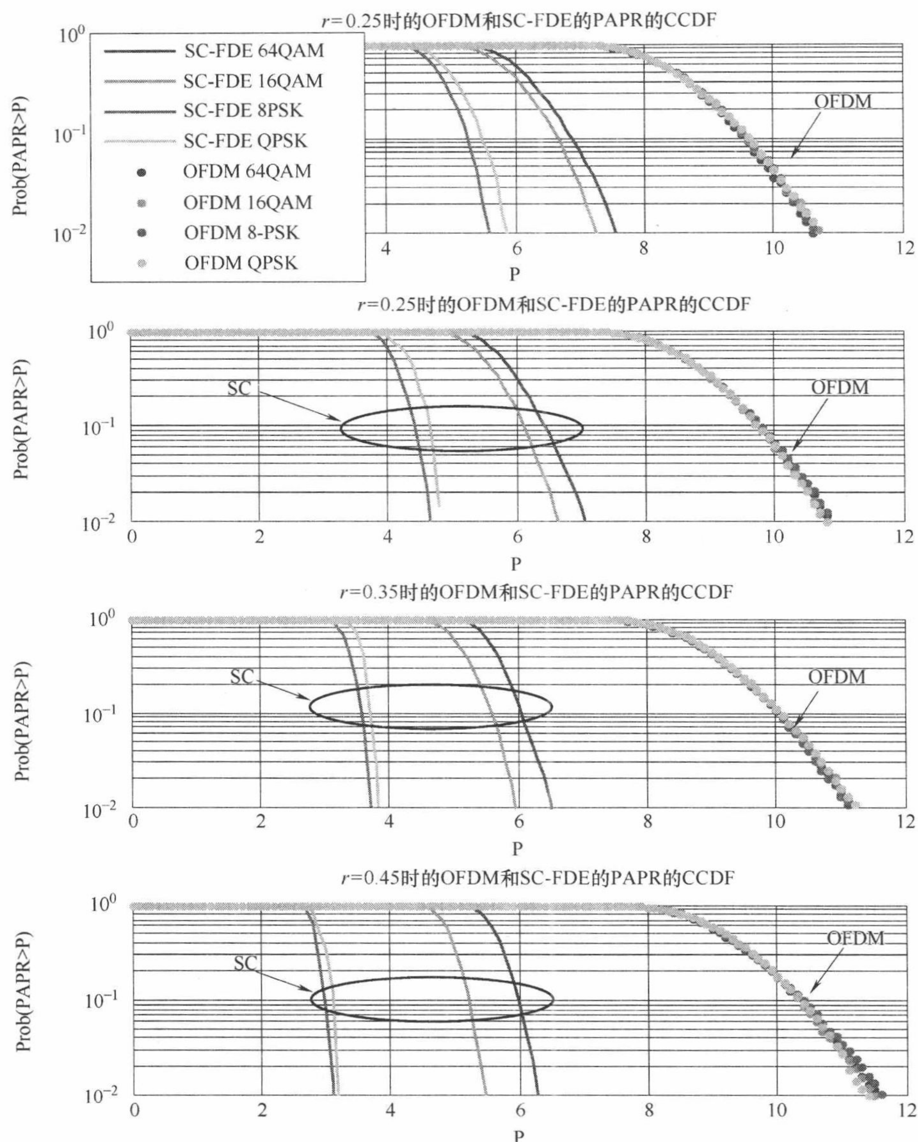


图5-10　不同滚降因子脉冲成形滤波器的SC和OFDM的PAPR的互补累积密度函数（SC的PAPR随不同星座图和滚降因子而变，而OFDM的PAPR不受星座图影响[13]。授权自© 2008IEEE）

表5-7 根据信道状况不同可采用的SC和SC-FDE方案

发射机	FFT和IFFT接收机	单抽头均衡器	复杂度和开销
是	是	FDE	高复杂度，有CP开销
是	否	TDE	低复杂度，有CP开销
否	否	TDE	低复杂度，无CP开销

4）容易与扩频结合。当链路预算不足以确保可靠通信时，SC调制可以很容易地在接收端结合扩频情况改善信噪比。在这种情况下，如果物理带宽要保持不变，就必须以扩频因子的倒数来缩放比特速率。

5）设备种类范围和共同模式。当链路预算不足以保证可靠传输时，SC调制可以使用不同的星座调制，如BPSK、QPSK、8-PSK和16-QAM星座。有些尽管简单却有特殊效果的（如π/2BPSK或GMSK）调制技术还可以被用来降低PA的非线性敏感性。可以使用不同水平的差错保护的不同编码方案。为调制和编码方案（MCS）中的一个子集设计收发器，定义具有不同复杂度和功耗的设备种类也是可行的。此外，一个简单的、健壮的MCS（低复杂性）可定义用于确保和其他非SC调制设备的兼容性。

5.4.2 案例研究：IEEE802.15.3c SC的物理层

IEEE802.15.3c标准定义了短距离免许可通信的PHY和MAC，提供了高速率的无线个域网（PAN）的大量数据传输和多媒体流传输。它定义了三种不同的物理（PHY）层：一个SC PHY层和两个OFDM PHY层。我们给出了SC PHY规范的一个简要总结㊀。

60GHz的可用带宽在世界不同地区有所不同，但总的频率分配的覆盖范围在57~66GHz之间。为了兼容大部分地区的频率分配情况，IEEE802.15.3c标准定义了表5-8中所述的在四个不同波段的操作。

表5-8 60GHz时的信道

信道编号	起始频率/GHz	中心频率/GHz	终止频率/GHz
1	57.240	58.320	59.400
2	59.400	60.480	61.560
3	61.560	62.640	63.720
4	63.720	64.800	65.880

㊀ 来自参考文献［12］中的一部分，授权自© 2009IEEE。

在SC和OFDM PHY中，信道情况相同，ECMA-387的信道情况也一样。应当注意，表5-8给出的起始频率和终止频率仅仅是是理论值。可在图5-11中看到，一个信道的占用带宽受发射功率谱密度（PSD）的限制。

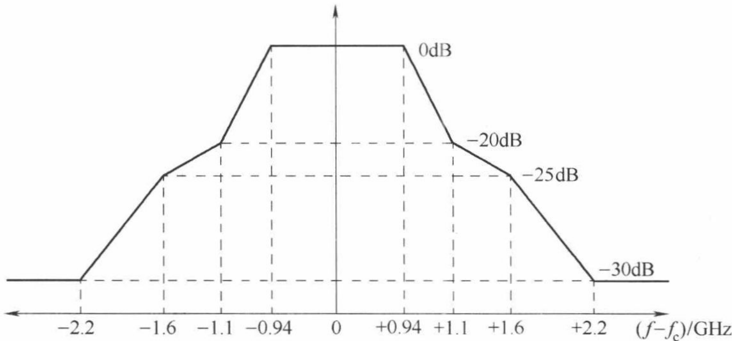


图5-11　传输PSDmask[12]（授权自© 2009IEEE）

5.4.2.1　帧格式和前导部分

PHY帧由图5-12所示的三部分组成，即PHY前导、帧头和有效载荷。

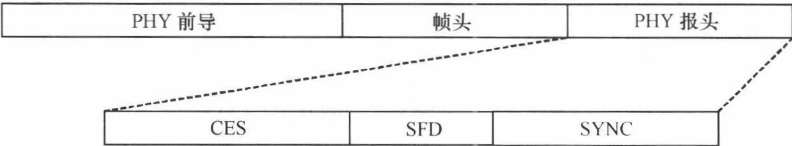


图5-12　SC帧结构（传输顺序从右至左）

PHY前导是用来支持接收机处理相关的AGC设置、天线多样性选择、定时采集、频偏估计、帧同步和信道估计。同步（SYNC）字段用于帧检测，通过重复使该字段有较高的鲁棒性。同步字段由14个重复的格雷码序列$\mathbf{a}_{128}$组成[12]。帧首定界符（SFD）字段用于帧定时，不论是中等速率（MR）还是高速率（HR）。MR头使用$\mathbf{a}_{128}$展开的［+1 −1 +1 −1］的SFD，HR头使用$\mathbf{a}_{128}$展开的［+1 +1 −1 −1］的SFD。信道估计（CES）字段由［$\mathbf{b}_{128}\mathbf{b}_{256}\mathbf{a}_{256}\mathbf{b}_{256}\mathbf{a}_{256}$］序列组成，其中最右边的$\mathbf{a}_{256}$是序列开始部分。$\mathbf{a}_{128}$，$\mathbf{a}_{256}$和$\mathbf{b}_{256}$序列在参考文献［12］中有详细规定。

PHY前导后是帧头。它包含了成功解码PHY和MAC帧头所需的信息。帧头依次由一个基础帧头（PHY头和MAC头组成）和一个可选帧头（包含MAC子包头）组成。需注意，PHY头包含了帧头后面的有效载荷头的MCS信息，所以PHY头必须被正确接收。

有效载荷字段是帧的最后一个组成部分，它包含编码和调制后比特信息，其结构组成如图5-13所示。MAC帧体（即MAC层的比特）先通过参考文献［12］中

所述 16 级线性反馈移位寄存器（LFSR）产生的序列进行扰码。

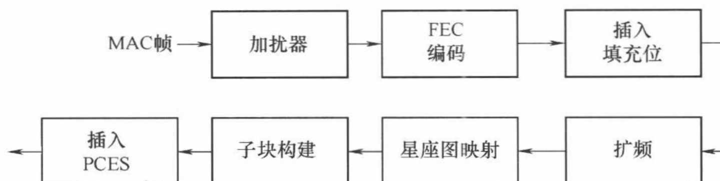


图 5-13　有效负载编码调制[12]（授权自© 2009IEEE）

扰码比特再通过表 5-9 中的一个编码器进行编码。假设 K 是信息比特长度，N 是码字长度，则前向纠错（FEC）码速率 $r = N/K$。接下来，若编码比特数量不是一个子块中数据部分长度的整数倍，还要添加填充位至 MAC 帧体尾端。将填充位都设为零，并在扰码之前将其加在 MAC 帧体尾部，接收机解码后丢弃填充位。如果有扩频，编码比特还要乘以扩频因子（SF）2，4 或 64。SF 为 2 和 4 时采用 16 长度 LFSR 的两个或 4 个连续输出比特来扩展信息比特。SF 为 64 时采用格雷码序列a_{64}和b_{64}16 长度的 LFSR 的组合。

表 5-9　SC PHY 的编码调制方案

MCS 类型	MCS 标识符	导频长度 =0 时的数据速率/(Mbit/s)	导频长度 =64 时的数据速率/(Mbit/s)	调　制	扩频因子	FEC 类型
1 类	0	25.8（CMS）	—		64	
	1	412	361		4	RS（255，239）
	2	825	722		2	
	3	1650（MPR）	1440	π/2BPSK/	1	
	4	1320	1160	(G) MSK	1	LDPC（672，504）
	5	440	385		2	(672，336)
	6	880	770		1	
2 类	7	1760	1540	π/2QPSK	1	LDPC（672，336）
	8	2640	2310	π/2QPSK	1	LDPC（672，504）
	9	3080	2700	π/2QPSK	1	LDPC（672，588）
	10	3290	2870	π/2QPSK	1	LDPC（1440，1344）
	11	3300	2890	π/2QPSK	1	RS（255，239）
3 类	12	3960	3470	π/2-8-PSK	1	LDPC（672，504）
	13	5280	4620	π/2-16QAM	1	LDPC（672，504）

5.4.2.2　调制方式

编码和扩频比特映射到星座图。图 5-14 给出了星座点的确切位置和映射规则。

注意，16-QAM 星座调制要加以缩放因子 $1/\sqrt{10}$，以和其他星座图有相同的平均符号能量。

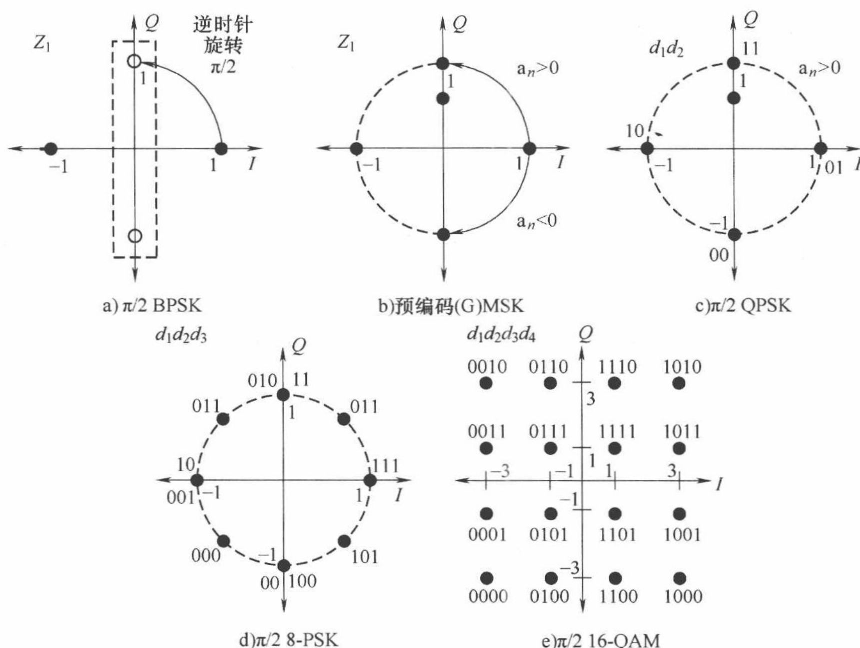


图 5-14 SC MCS 星座图定义（授权自© 2009IEEE）

从星座映射得来的调制符号被分割成块，然后块再被分成子块（见图 5-15）。除了最后一个块，每一个块包含 64 个分块。每个子块长 512，是通过追加导频序列到数据形成的。可能的训练字长是 0 和 64，其分别对应的数据长度是 512 和 448。偶数块使用a_{64}类型的导频序列。奇数块使用b_{64}类型的导频序列。

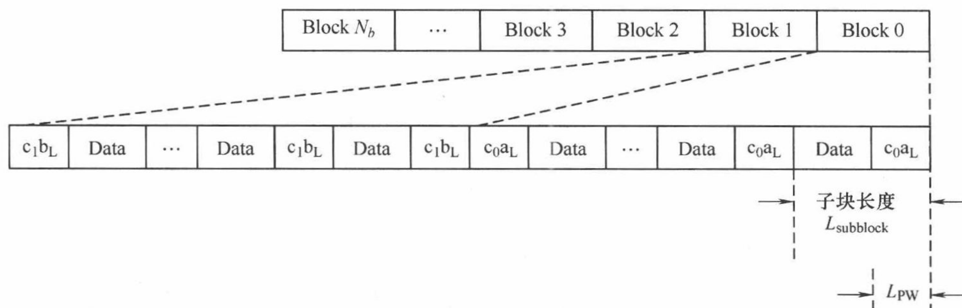


图 5-15 训练序列 0 和 64 时的块和子块形成[12]（授权自© 2009IEEE）

此外，一个 LFSR 输出（图5-15 的 Ci 表示）用于改变从一个块到另一个块的导频序列的极性。LFSR 用法和16 长度的 LFSR 用法相同，但其速度要适当：每块输出一个 LFSR。每块的最后一个子块也要附有导频序列以确保在分块边界的循环扩展。导频序列使用和数据星座调制不相关的 π/2BPSK 调制。块之间可以选择性的插入一个长度为 9×128 个符号的导频序列以能重新获取信道。

每个符号通过下式所示的按逆时针 π/2 个符号序列进行移相

$$x_n = \mathrm{j}^n s_n,\ n = 0,\ \cdots\cdots,\ N-1$$

式中，s_n 和 x_n 分别为 π/2 移相前和移相后的符号值。

表5-9 中列出了 IEEE802.15.3c 标准支持的 MCS。可以看到，它有以下主要特点：

1）第一个 MCS 用于共模信号（CMS），允许与非 SC 设备的互操作性。它在低速时鲁棒性最好，并不适用于高速率的数据传输。相反，它是专为所有的设备之间的控制信令和互操作性（物理层的 OFDM/SC）而设计的。

2）第四个 MCS 又叫强制性 PHY 速率（MPR），是定义来满足 IEEE802.15.3c 的 PAR，这是要实现比特率不小于 1Gbit/s 所必需的。

3）只有 CMS 和 MPR 是唯一的强制性的 MCS，其他的 MCS 都可选的。

4）采用了连续符号间的 π/2 移相以减少 BPSK 调制的 PAPR。为了简化硬件，它也可用与其他星座调制。

5）π/2 移相通过比特流差分编码使高斯最小频移键控（GMSK）调制成为可能。GMSK 有广为人知的 PAPR 的一致性和对 PA 非线性的不敏感性。第6 章给出了模拟调制器的实现。

6）扩频只被用于 BPSK 模式是因为它降低比特率的同时就可以增加信噪比（在解括器输出）。因此，高速率调制（QPSK 调制等）的扩频，将类似于其他 BPSK 模式的速率。例如，SF 为4 的 QPSK 和 SF 为2 的 BPSK 具有相同的速率。

7）除了第一个 MCS，其他的 MCS 都可以添加长度为64 的导频序列。这使频域均衡成为可能（见5.5.2 节）。对使用非常高的 SF 64 的 MCS0 来说（即 CMS），解扩器可以某种程度上补偿多径信道。因此，这个鲁棒性好且简单的模式不需要非常复杂的处理。因为 CMS 还要被使用其他 PHY 的设备支持，所以这一点很重要。

5.5 SC 收发机设计和系统方面

5.5.1 发射机和接收机结构

发送和接收复杂调制信号有几个可选的收发机结构方案。我们将重点集中于接

收机的结构，因为其双重属性也适用于大多发射机。就接收机而言，主要考虑点是频率下变频、正交解调、可变增益和采样。

接收机的第一种分类是超外差与直接转换，即

1）超外差接收机使用下变频到基带至少有两次转换（换句话说，它使用中心频率不为0的中频IF)。这通常伴随着一个可调谐的本地振荡器，其将所需的RF频率转到固定的中频频率，其中一种具有高度选择性的过滤器滤除附近的干扰信号，仅保留所需信道。此接收机的变体是低中频接收机和滑动中频接收机。第6章介绍了滑动中频60GHz系统的频率规划。

2）直接转换接收器（也称为零中频或零差接收机）使用本地振荡器（LO)，并且其频率只集中在感兴趣的信道上。因此，高选择性过滤可以通过尖锐的低通滤波器实现，从所需信道就可直接转换到基带。

对于这一部分，我们将使用直接转换架构作为基带处理分析的参考架构。这是出于如下考虑：

1）这是60GHz收发器最简单的结构，且便于实现。

2）不需要高选择性带通和宽带IF滤波器。

3）由于基带I和Q信号的带宽是RF带宽的一半，模拟-数字转换器（ADC）可以在较低的采样率运行。

4）直接转换接收器使用模拟正交产生。因此，IQ不平衡和直流偏移等非理想情况必须加以考虑。这使我们的分析对模拟正交解调和超外差接收机最为有效。

接收机的第二种分类是模拟与数字正交解调，即

1）在模拟正交解调中，最后的下变频阶段（这也是直接转换接收器独特的下变频）通过两个模拟正交LO信号的方式转换至基带，并产生复杂的基带同相和正交（I和Q）信号。然后用两个ADC数字化信号，其采样率等于或大于信道带宽。这种架构饱受IQ不平衡和直流偏移的影响。

2）在数字正交解调中，所需的频谱集中在一个（通常较低）IF上，再用一个ADC以等于或大于信道带宽的两倍的采样率采样实时信号。这有时也被简称为带通采样或IF采样。在采样率受某些限制时[14]，二次抽样是可能的。

应用模拟正交解调的较多，因为它在采样率方面对ADC有较小的要求。数字正交产生很难用于60GHz收发器，因为它需要一个较大的过采样系数（3或4)。由于模拟正交产生器一般用在60GHz收发器，IQ不平衡通常是一个问题，有必要考虑如何进行估计和补偿。

图5-16是一个直接转换架构的框图。在接收端，带通滤波器用于RF频段以预先选择一个感兴趣的频率范围（通常是几个信道）。一个低噪声放大器（LNA）提供了增益，修正了系统本底噪声。AGC放大器将信号放大至基带模拟到数字的

转换所需的最佳水平。经过 AGC 放大器后，信号分成相等的两部分，直接下变频到基带与两个 LO 信号正交。然后，基带信号通过低通滤波达到以下两个目的，即避免任何混淆和抑制相邻信道。接下来是模数转换。为了满足奈奎斯特采样率，采样率 F_S 必须至少大于是信号带宽 F_{BW} 的两倍，即 $F_S > F_{BW}$。发射端的操作是接收端操作的逆变换。

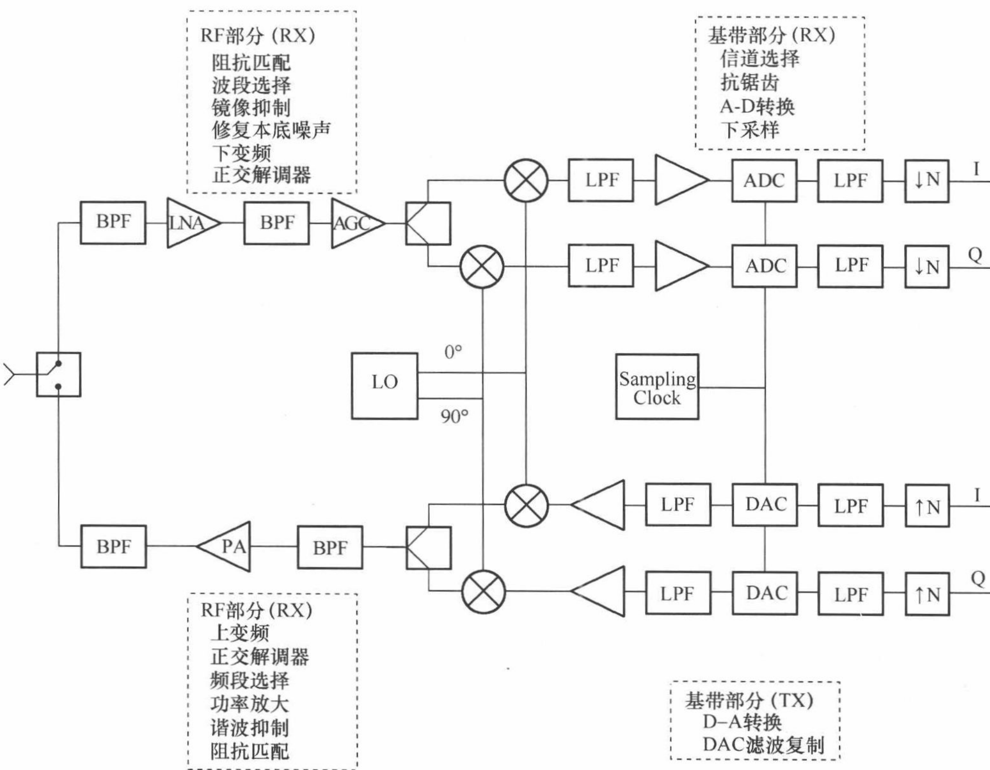


图 5-16 直接转换收发器块状框图[15]（授权自© 2008John Wiley & Sons，Ltd.）

图 5-17 显示了直接转换收发器的非理想特性。当这些非理想性有太大影响时，需要接收端通过信号处理来估计非理想性并加以补偿。在发送端，我们要注意数字-模拟转换器（DAC）的截短和量化，发送 IQ 不平衡（TXIQ）和由于发射正交混频器引发的相位噪声和发射功率放大器的非线性。在接收端，我们要注意由于接收正交混频器，ADC 的采样时钟偏移（SCO）截短，量化引发的接收 IQ 不平衡（RXIQ）、CFO 和相位噪声。一般情况下，我们假设 CFO 和 SCO 是由接收端引发的，而发射端时钟和 LO 仅作为参考。

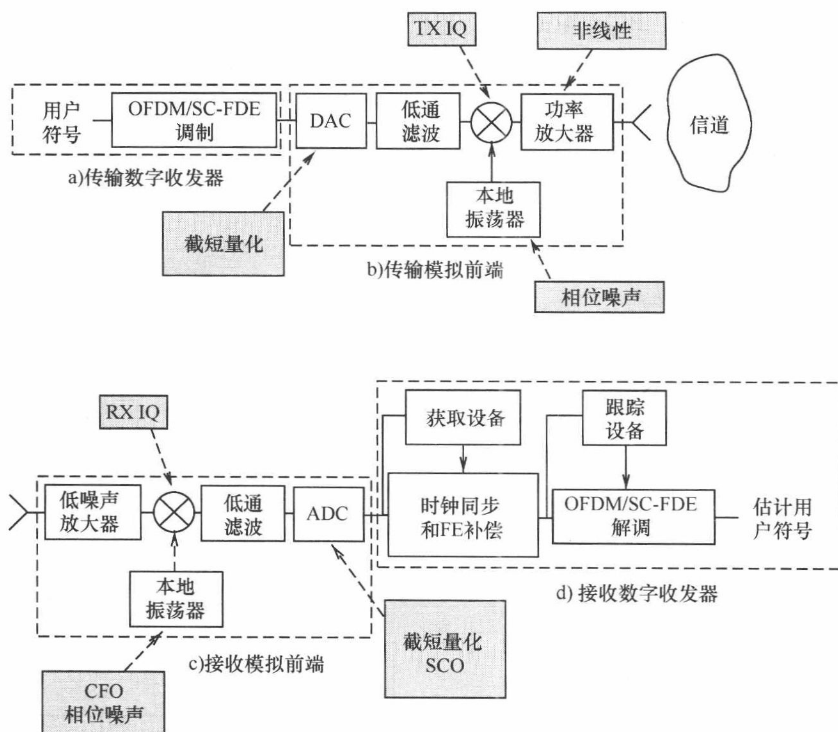


图5-17　直接转换收发器的非理想特性[15]（授权自© 2008John Wiley & Sons，Ltd.）

5.5.2　SC 频域均衡

5.5.2.1　系统模型

SC-FDE 可以被看做是特殊情况下的 OFDM 线性预编码[16,17]。如果在 OFDM 系统中，FFT 矩阵用做线性预编码 OFDM 的传输符号块，它就抵消了发射机端的IFFT 的影响。因此，接收端均衡器的输出必须插入一个 IFFT 变换以补偿发射机 FFT 矩阵带来的线性预编码。由此产生的系统就是一个 SC-FDE 系统。图 5-18 显示了 OFDM 和 SC-FDE 技术的框图系统。

SC-FDE 是 OFDM 的一个有趣的替代方法，和 OFDM 一样它受益于相同的频域多径信道均衡的低复杂度。然而，在实际实施的无线系统中，两者表现出了不同的特性。因为在发射端不用实现信号 IFFT 预编码，SC-FDE 比 OFDM 有一个较低的 PAPR。另外，两者在发射机和接收机所需的计算复杂度不同。在 OFDM 中，接收双方都要执行 FFT 或 IFFT 运算。在 SC-FDE 中，发送端不需要执行 FFT/IFFT 运算，而接收端需要执行两个 FFT/IFFT 运算。

SC-FDE 的简化块输入输出在离散时间域可如下表示[15]：

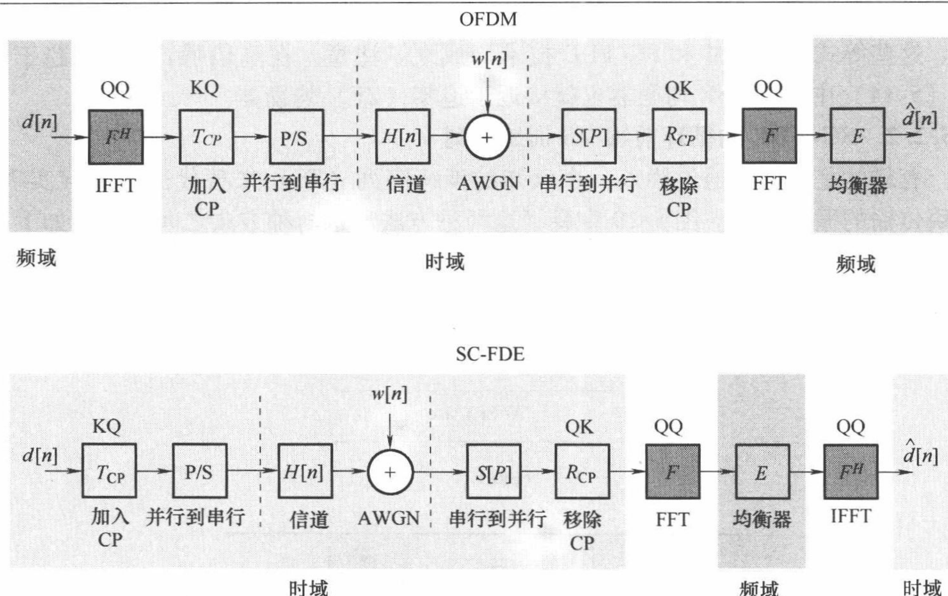


图5-18 基本的 OFDM（上）和 SC-FDE（下）系统，说明了加上线性 FFT 预编码的 SC-FDE 等同于 OFDM 系统[13]（授权自© 2008IEEE）

$$
\begin{aligned}
\hat{\boldsymbol{d}}[n] &= \boldsymbol{F}^H \boldsymbol{E} \boldsymbol{F} \boldsymbol{R}_{\mathrm{CP}} (\boldsymbol{H}_{\mathrm{t}} \boldsymbol{T}_{\mathrm{CP}} \boldsymbol{d}[n] + \boldsymbol{w}[n]) \\
&= \boldsymbol{F}^H \boldsymbol{E} \boldsymbol{H}_{\mathrm{f}} \boldsymbol{F} \boldsymbol{d}[n] + \boldsymbol{F}^H \boldsymbol{E} \boldsymbol{F} \boldsymbol{R}_{\mathrm{CP}} \boldsymbol{w}[n]
\end{aligned}
\tag{5-13}
$$

式中，$\boldsymbol{d}[n]$ 是时域符号第 n 块的 Q 位长矢量；$\boldsymbol{F}$ 和 $\boldsymbol{F}^H$ 是 $Q \times Q$ 的傅里叶变换矩阵和其逆矩阵；$\boldsymbol{T}_{\mathrm{CP}}$和 $\boldsymbol{R}_{\mathrm{CP}}$分别是添加和删除循环前缀的矩阵；$\boldsymbol{E}$ 是频域均衡对角矩阵，$\boldsymbol{H}_{\mathrm{t}}$ 是时域信道卷积 Toeplitz 矩阵；$\boldsymbol{H}_{\mathrm{f}}$ 是等于 $\boldsymbol{F}\boldsymbol{R}_{\mathrm{CP}}H_{\mathrm{t}}\boldsymbol{T}_{\mathrm{CP}}\boldsymbol{F}^H$ 的频域信道对角矩阵。式（5-13）中的第二个等号明确表明了 SC-FDE 系统相当于一个 OFDM 系统的 FFT 线性预编码。应当指出，频域信道矩阵的 $\boldsymbol{H}_{\mathrm{f}}$ 之所以是对角矩阵是因为循环前缀的插入和去除。事实上，$\boldsymbol{R}_{\mathrm{CP}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{t}}\boldsymbol{T}_{\mathrm{CP}}$ 导致了循环矩阵的结果，因此它在 $\boldsymbol{F}\boldsymbol{R}_{\mathrm{CP}}\boldsymbol{H}_{\mathrm{t}}\boldsymbol{T}_{\mathrm{CP}}\boldsymbol{F}^H$ 中被傅里叶矩阵对角化。这种特性使信道能通过对角矩阵 $\boldsymbol{E}$（每个子载波的系数）实现频域均衡。

$Q \times Q$ 的均衡矩阵 $\boldsymbol{E}$ 是对角矩阵，在最小均方误差均衡器 MMSE 时其对角线元素等于

$$
e_{\mathrm{qq}}^{MMSE} = \frac{\sigma_{\mathrm{d}}^2 h_{\mathrm{f,q}}^*}{\sigma_{\mathrm{w}}^2 + \sigma_{\mathrm{d}}^2 |h_{\mathrm{f,q}}|^2}
\tag{5-14}
$$

对于迫零（ZF）均衡，也可以写成：

$$
e_{\mathrm{qq}}^{\mathrm{ZF}} = \frac{h_{\mathrm{f,q}}^*}{|h_{\mathrm{f,q}}|^2}
\tag{5-15}
$$

式中，$h_{\mathrm{f,q}}$是子载波 q 上的频域信道系数，σ_{d}^2 是平均符号功率和 σ_{w}^2 是平均噪声方

差。这些等式对 OFDM 和 SC-FDE 技术均成立。注意，在高信噪比时 σ_w^2 趋于零，式（5-14）中的 MMSE 均衡器也就接近于迫零（ZF）均衡器。

5.5.2.2　SC-FDE 的循环前缀 VS 训练序列

有趣的是，可以通过插入一个已知的训练序列（TS）来替代循环前缀实现一个块传输的循环扩展。图 5-19 阐释了这两种方法。这两种方法之间的差异如下：

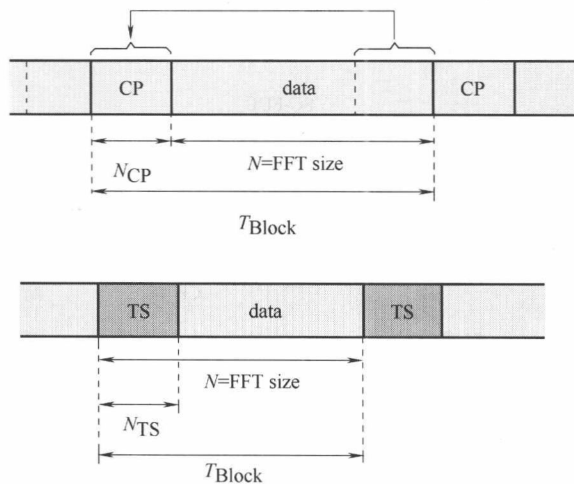


图 5-19　块通信循环扩展的两种方式：循环前缀（上）和训练序列（下）

1）在插入循环前缀的情况下，接收端必须丢弃 CP；在接收块剩余部分计算大小为 N 的 FFT。然而，在插入训练序列的情况下，在接收块中（包括 TS），必须计算 FFT，均衡和 IFFT，且 TS 必须在时域被丢弃。

2）因为 CP-SC-FDE 技术下吞吐量和 $N/(N+N_{CP})$ 成正比，而 TS SC-FDE 技术吞吐量正比于（$N-N_{TS}$）$/N$，所以当 $N_{TS}=N_{CP}$时，CP 相比 TS 有轻微的吞吐量优势。然而，在 CP-SC-FDE 技术时，块的数据部分必须插入导频序列用来跟踪，而在 TS 情况下，TS 可被用作导频序列，这种优势就被抵消了。

3）如果在 CP-SC-FDE 技术插入导频序列，将其插入到被复制在 CP 的块部分中最有利。在这种情况下，每个导频序列在 CP 中重复。

4）TS 时的 FFT/IFFT 功耗高于 CP 时的功耗，因为 TS 时 FFT/IFFT 必须执行 100% 的时间，而 CP 时，它只需执行 $100N/(N+N_{CP})$ 百分比的时间。

5.6　数字基带处理

基于 5.4.2 节中描述的 IEEE802.15.3c 的 SC PHY 层，图 5-20 描述了发射端的信号处理框图。该框图假定数字符号流 2 倍过采样且在 DAC 前进行数字脉冲成

形。另一种实现方式是按符号速率 DAC 处理，随后用模拟滤波器进行脉冲成形。这种方案需要更为严格的模拟滤波器设计，但考虑到硬件和功耗，这种方案更经济。

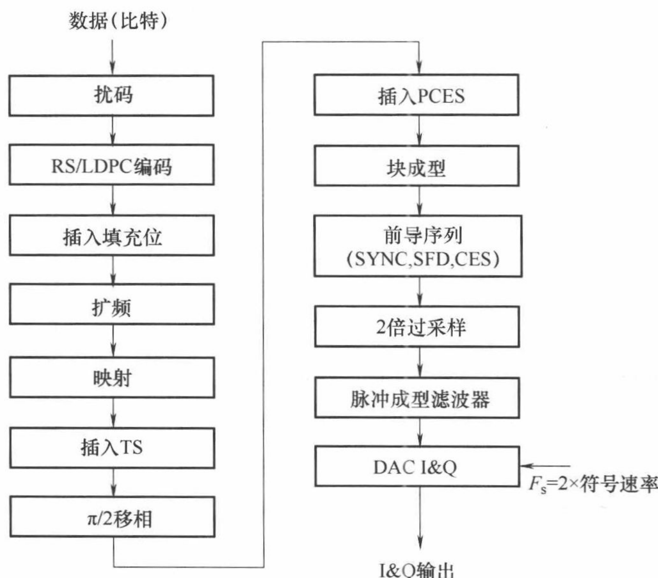


图 5-20 IEEE802.15.3c SC PHY 的发射机信号处理

图 5-21 阐释了一个可能的 IEEE802.15.3c PHY 中多径信道传输的突发数据流的信号处理流程。注意，在（近似）LOS 信道中可以通过选择时域均衡简化此处理流程。在这种情况下，信道估计更为简单（只需估计一个复系数），而且可以避免 FFT 和 IFFT 运算。

5.6.1 突发检测和粗定时/CFO 获取

处理突发数据流首先要检测突发数据流并获取时钟和 CFO 信息。事实上，检测处理必须是连续的，所以必须用简单的算法在低功耗的情况下完成检测。图 5-22是突发检测和粗定时/CFO 估计框图。

有三种算法被广泛用于突发检测和粗定时/CFO 获取，即能量检测（*ED*）、自相关（*AC*）和互相关（*XC*）。以下方程描述了这三种算法：

$$ED(n)=\sum_{k=0}^{N_\mathrm{d}-1} r(n+k)r^*(n+k) \tag{5-16}$$

$$AC(n)=\sum_{k=0}^{N_\mathrm{d}-1} r(n+k)r^*(n+k-N_\mathrm{S}) \tag{5-17}$$

$$XC(n)=\sum_{k=0}^{N_\mathrm{d}-1} r(n+k)p^*(k) \tag{5-18}$$

ADC接收信号
RX滤波器
和下采样前导
序列
载荷数据
SYNC/SFD
突发检测和定时
定时
粗CFO估计
粗CFO
CES
IQ不平衡估计补偿
IQ 参数
精CFO估计
精 CFO
信道估计
噪声方差估计
均衡系数计算
E
IQ不平衡补偿
CFO补偿
FFT
均衡
IFFT
基于训练序列的跟踪
解调和解映射
RS/LDPC解码

图 5-21 IEEE802.15.3c SC PHY 的接收机信号处理

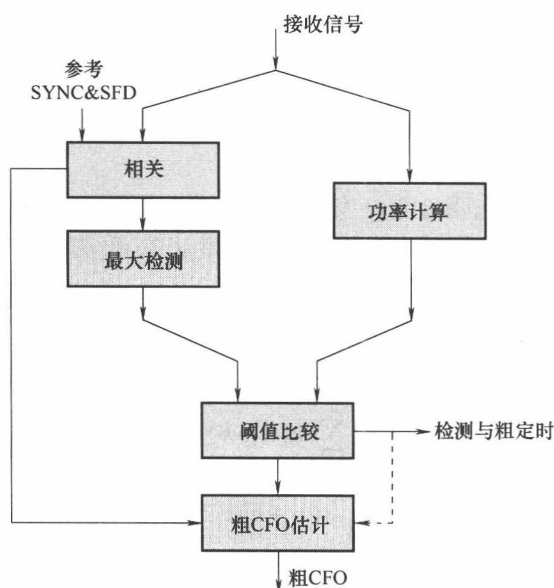


图 5-22 突发检测和粗同步/CFO 估计

式中，$r(n)$ 是多径信道和加性高斯白噪声干扰后的接收前导序列；N_d 是用来运算检测的样本数量；N_S 是 SYNC 序列周期。在实际情况中，探测器使用$ED(n)$、$AC(n)$ 或 $XC(n)$（或关于它的一个方程）中的任意一种进行二进制的假设检验检测。当仅有噪声时，需要得知检测器输出的概率密度函数（PDF)，并指定误警率以计算检测器的阈值[18]。然后，当噪声和信号同时存在时[15]，可以利用检测器输出 PDF 来计算检测概率。

这三种检测机制的性能有很大的不同如下：

1）能量检测器实施最简单，且对 CFO 不敏感。然而，因为它不利用所收到的前导中的任何知识，所以它会对任何进入基带的（包括干扰）能量作出反应，并产生误报。出于这个原因，它往往不会被单独用于突发检测。此外，能量检测器只能探测定时信息（除了突发检测）。定时信息可通过搜索在一个长度为 N_d 的滑动窗口（MW）的最大总功率来实现，即

$$ED_{MW}(n) = \sum_{m=0}^{N_d} ED(n+m)$$

$$\hat{n}_{ED,opt} = \arg\max_{n}(|ED_{MW}(n)|)$$

2）基于自相关的检测器［即式（5-17)］实施起来相对简单。相比于能量检测器［式（5-16)］，它需要一个额外的长度为 N_S 的延迟线和一些电路以增加采样 n，并减少采样 $n-N_d$。由于第二个阶段内是复共轭，累计值有相同的相位，并连续添加起来（噪声除外），所以相对来说它对（尚未补偿）CFO 错误不敏感。需要注意的是，自相关的检测器依赖于前导序列的重复来工作。在收到的前导序列末端，$AC(n)$ 的幅值不再增加，这被用来检测前导序列的结束，因此可以知道定时信息。人们已提出数种探测方案以定位峰值，但考虑到 Fort 等人[19]表明最大函数是一个最大可能的近似解决方案，我们将使用最大函数。因此，定时偏移估计如下：

$$\hat{n}_{AC,opt} = \arg\max_{n}(|AC(n)|)$$

有趣的是，AC 提供了如下的简单方法来估计 CFO，即

$$\hat{\Delta}_f = \frac{1}{2\pi N_S T}\angle[AC(\hat{n}_{AC,opt})]$$

式中，T 是符号率的倒数。估计器通过 $N_S T$ 持续时间估计接收信号的相位偏移。注意，估计器的准确估计范围等于序列周期的倒数。具体来说，明确的范围是在以下区间内

$$\left[\frac{-1}{2N_S T};\frac{+1}{2N_S T}\right] = [-6.75\text{MHz};+6.75\text{MHz}]$$

实际系统中，考虑到 TX 和 RX 上的 20×10^{-6} 晶体误差，往往要补偿 40×10^{-6} 的 CFO。在 60GHz 系统中，40×10^{-6}的 CFO 可达 2.4MHz，而这远在接受范围内。

3）基于互相关的检测器［即式（5-18)］实现起来较为复杂，因为它要对每

个输入的抽样做 N_d 个复乘和复加运算。最佳时钟是通过寻找相关器输出最高峰值来找到的，即

$$\hat{n}_{XC,opt} = \arg\max_{n}(|XC(n)|)$$

注意，与 AC 输出相反，XC 输出受多径信道的影响。在理想的情况下，假设有零相关旁瓣，零载波频率偏移和无噪声情况，交叉相关器输出等于信道冲激响应（在实际情况中，这些假设都不成立，只有一个失真的信道冲激响应可用）。因此，交叉相关器输出可能会出现多个峰值，就要采用一些 ad-hoc 方法来处理多径信道，其详细步骤见参考文献［15，19］。如果导频序列中有重复，一个较好的策略是在 $XC(n)$ 的幅度上搜索周期峰值，并寻找使峰值总和最大的时间。正如自相关一样，可以用互相关之间的相位偏移得到 CFO $\hat{\Delta}_f$。

对于 AC 和 XC 两种方法而言，通常用信号能量值归一化相关器输出以得到阈值。必须在统计“只有噪声”条件和“信号 + 噪声”条件数据的基础上计算实际阈值。重要的是要注意到自相关和互相关方法各有自身优势，具体表现为：自相关方法用自身的副本作为参考，因此它对信道影响不敏感，但因为噪声也是参考的一部分，所以它会对噪声更为敏感。互相关方法使用已知的传输序列作为参考，因此对信道失真比较敏感，但其参考波形不受噪声影响。图 5-23 阐释了在 CM15 信道中自相关和互相关方法的检测性能[20]。该图显示了用在 SYNC 序列上不同的 E_b/N_0

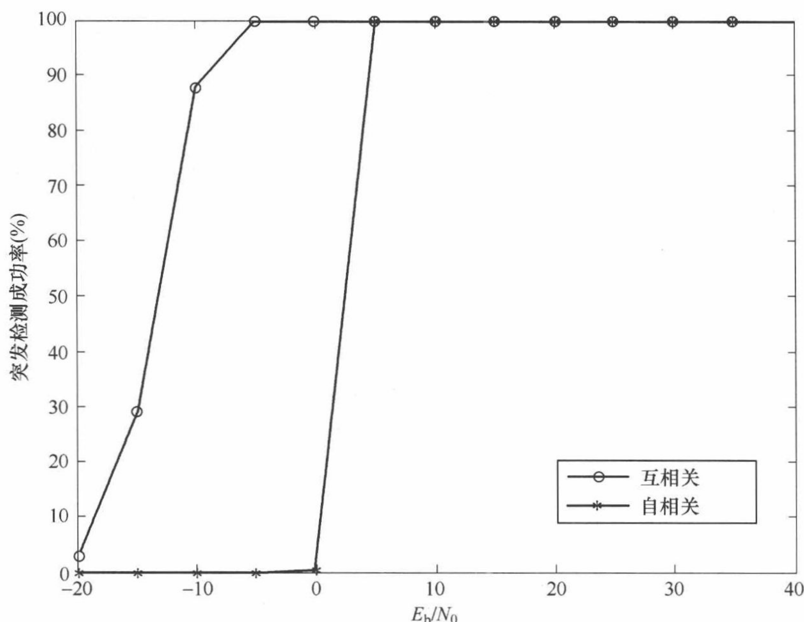


图 5-23　突发检测和粗同步/CFO 估计

值时的成功检测突发情况的百分比。由此可以看出，互相关相关器在低 E_b/N_0 值时性能更好。在自相关方法中，噪声信号被成倍放大。虽然相乘噪声是不相关的，但其噪声方差等于 σ_n^4，其中 σ_n^2 是单个噪声的噪声方差。对于较小 E_b/N_0 的情况，σ_n^4 噪声占据主导地位，使有效的自相关检测不可能实现。

图5-24给出了基于互相关的CFO估计性能。该图显示了估计CFO的归一化MSE（即除以实际CFO平方的MSE）。在 40×10^{-6} 的CFO情况下，共模拟实现了1000次。

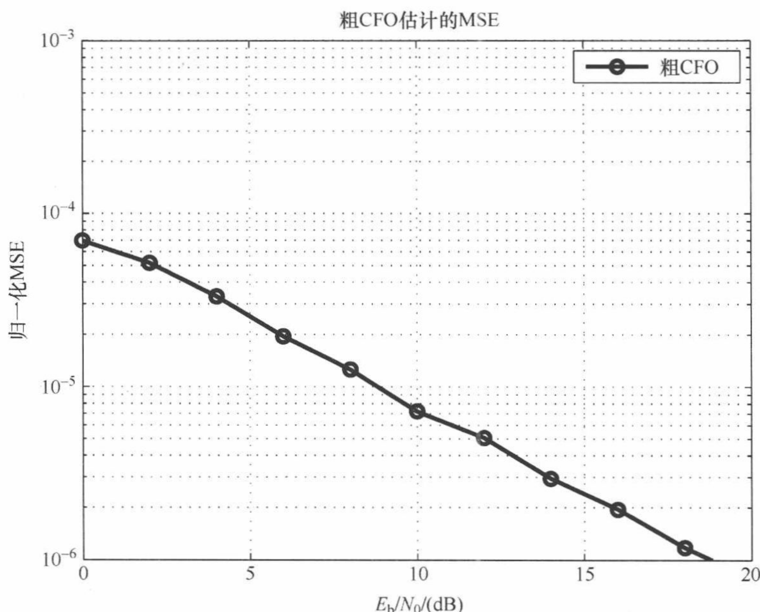


图5-24 CFO估计的归一化MSE

5.6.2 无I/O不平衡时的联合精细CFO和信道估计

在获取时钟和粗频偏估计后，下一步就是估计信道。如果在接收端没有I/Q不平衡，剩余的CFO必须和基于收到的CES序列的信道响应一起来估计。用于信道估计的CES包括序列 $[\mathbf{b}_{128}\mathbf{b}_{256}\mathbf{a}_{256}\mathbf{b}_{256}\mathbf{a}_{256}]$，其中最左边的 $\mathbf{a}_{256}$ 是在序列第一时隙而最右边的比特第一个发送。为清晰起见并遵循传统，在本节中我们将如下表示：CES由序列 $[\mathbf{a}_{256}\mathbf{b}_{256}\mathbf{a}_{256}\mathbf{b}_{256}\mathbf{b}_{128}]$ 组成，其中第一个传输位是最左端的 $\mathbf{a}_{256}$。由于 $\mathbf{a}_{256}=[\mathbf{b}_{128}\mathbf{a}_{128}]$ 和 $\mathbf{b}_{256}=[-\mathbf{b}_{128}\mathbf{a}_{128}]$，我们可得到以下特性：

$$
\begin{aligned}
\text{CES} &= [\mathbf{a}_{256}\mathbf{b}_{256}\mathbf{a}_{256}\mathbf{b}_{256}\mathbf{b}_{128}] \\
&= [\mathbf{b}_{128}\mathbf{a}_{128}\ -\mathbf{b}_{128}\mathbf{a}_{128}\mathbf{b}_{128}\mathbf{a}_{128}\ -\mathbf{b}_{128}\mathbf{a}_{128}\mathbf{b}_{128}] \\
&= [\mathbf{b}_{128}\mathbf{a}_{512}\mathbf{a}_{512}]
\end{aligned}
$$

因此,CES 序列 $\mathbf{a}_{512}=[\mathbf{a}_{256}\mathbf{b}_{256}]=[\mathbf{a}_{128}-\mathbf{b}_{128}\mathbf{a}_{128}\mathbf{b}_{128}]$重复两次组成,其循环前缀是 $\mathbf{b}_{128}$。这是一个只有 128 个抽样的循环扩展,对于大多数 60GHz 信道来说,这已经足够长。为了清楚地表达此目的,我们将收到的 CES 序列用 $\mathbf{p}$ 和 $\mathbf{q}$ 表示,其中 $\mathbf{p}$ 代表一个收到的 $\mathbf{a}$ 序列,$\mathbf{q}$ 代表收到的一个 $\mathbf{b}$ 序列。注意,接收到的序列 $\mathbf{p}$ 和 $\mathbf{q}$ 等于和信道卷积再加上接收器噪声的传输的 $\mathbf{a}$ 和 $\mathbf{b}$ 序列,即

$$\mathbf{p}(n)=\mathbf{a}(n)\otimes\mathbf{h}(n)+\mathbf{n}_{\mathrm{a}}(n)$$
$$\mathbf{q}(n)=\mathbf{b}(n)\otimes\mathbf{h}(n)+\mathbf{n}_{\mathrm{b}}(n)$$

传输 CES 信号和 $\mathbf{a}_{512}^{*}$的相关结果显示了主峰后的两个长度为 128 的零相关区域(见图 5-25)。因此，和信道卷积后信道冲激响应可直接从零相关区提取，并被平均以减少附加噪声的影响 3dB。估计信道前，必须先补偿剩余的 CFO 和可能的I/Q 失衡带来的影响。

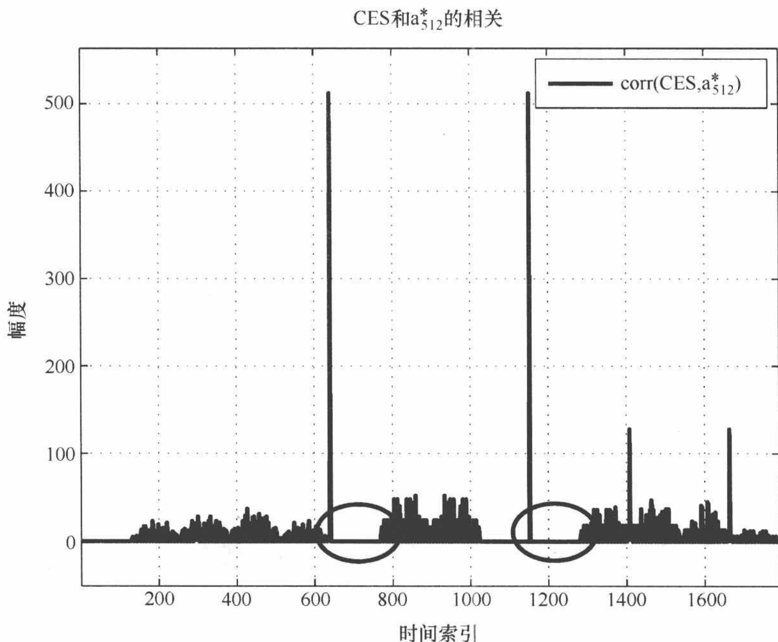


图 5-25　用 $\mathbf{a}_{512}$匹配滤波的 CES 可用两个 128 字长零相关区域（图中椭圆部分）来直接估计信道脉冲响应

将收到的 CES 序列进行以下过程是一个很好的用于联合信道和频偏估计的方案，即

1）丢弃循环前缀 $\mathbf{q}_{128}$。

2）计算收到 CES 的第一部分和第二部分的自相关，并如下估计剩余的 CFO：

$$\hat{\Delta}_{\mathrm{f}}=\frac{1}{2\pi 512T}\angle[\mathbf{p}_{152}\otimes\mathbf{p}_{152}^{*}]$$

3）通过估计 CFO 纠正收到的 CES 的第二部分，例如 $\exp(-\mathrm{j}2\pi)\hat{\Delta}_{\mathrm{f}}kT$，其中 k 取值范围为 1 到待补偿的序列长度。

4）对于时域信道估计，通过按位平均两个零相关区域内测量的脉冲响应值来提取脉冲响应。

5）对于频域信道估计，计算两个按位平均 $\mathbf{p}_{512}$ 序列的 512 点 DFT。因为 FDE 技术使用块长度为 512，因此必须使用一个长度为 512 的 DFT。在频域，利用 $\mathbf{a}_{512}$ 序列的 DFT 按位划分结果矢量。

5.6.3 精 CFO、信道和 I/Q 不平衡的联合估计

5.6.3.1 I/Q 不平衡的影响

当 I/Q 不平衡时，基带上包括导频序列的复杂接收信号出现失真。如果接收器的 I 和 Q 分支增益不平等或不完全正交，将导致信号失真。这些差异可以由图 5-26 所示的不同的增益（$1+\varepsilon_{\mathrm{R}}$ 和 $1-\varepsilon_{\mathrm{R}}$）和不同相位（$+\Delta\phi_{\mathrm{R}}$ 和 $-\Delta\phi_{\mathrm{R}}$）来表示。假设没有 CFO 和噪声，可用 ε_{R} 和 $\Delta\phi_{\mathrm{R}}$ 分别代表信号失真所带来的增益和相位失衡，有

$$y(t)=\alpha x(t)+\beta x^{*}(t) \qquad (5\text{-}19)$$

式中

$$\alpha=\cos(\Delta\phi_{\mathrm{R}})-\mathrm{j}\varepsilon_{\mathrm{R}}\sin(\Delta\phi_{\mathrm{R}}) \qquad (5\text{-}20)$$

$$\beta=\varepsilon_{\mathrm{R}}\cos(\Delta\phi_{\mathrm{R}})+\mathrm{j}\sin(\Delta\phi_{\mathrm{R}}) \qquad (5\text{-}21)$$

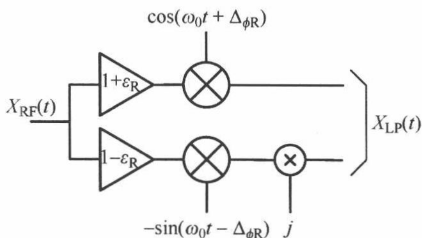


图 5-26 接收机 I/Q 不平衡的等效框图（幅度偏移：ε_{R}；相位偏移：$\Delta\phi_{\mathrm{R}}$）[15]（授权自© 2008John Wiley & Sons，Ltd）

式（5-19）表明，产生的低通信号 $y(t)$ 是由理想信号 $x(t)$ 加上其复共轭 $x^{*}(t)$的缩放组成的。由于是复共轭，频谱 $X(f)$ 的正部会干扰负部，反之亦然。注意，在合理的 ε_{R} 和 $\Delta\phi_{\mathrm{R}}$时，α 幅度接近于 1，而 β 幅度接近于 0。

5.6.3.2 补偿 I/Q 不平衡

容易得知已知 β/α^{*} 足以用来补偿 I/Q 不平衡。实际上，我们可以如下补偿接收到的信号 $y(t)$：

$$\begin{aligned}y_{\mathrm{comp}}(t)&=y(t)-\frac{\beta}{\alpha^{*}}y^{*}(t)\\&=\alpha x(t)+\beta x^{*}(t)-\frac{\beta}{\alpha^{*}}(\alpha^{*}x^{*}(t)+\beta^{*}x(t))\\&=\frac{|\alpha|^{2}-|\beta|^{2}}{\alpha^{*}}x(t)\end{aligned} \qquad (5\text{-}22)$$

可以看到，式（5-22）已经不包含 $x^*(t)$ 分量。因此，如果我们估计 β/α^* 并在信道估计之前进行补偿，由 I/Q 不平衡引发的镜像干扰将被完全移除，其余缩放也将由信道估计/均衡得到补偿。注意，这个缩放比例幅度接近 1，所以对信噪比 SNR 影响不大。

5.6.3.3 I/Q 不平衡的参数估计

导频序列的周期结构可以独立于信道信息用来估计 CFO 和 I/Q 参数。参考文献［21］详细介绍了该方法。虽然这种方法的数学处理相当复杂，实现起来却相当简单。在这里，我们将突出介绍方法的主要思想，有兴趣的读者可以在参考文献［21］中找到更多细节。待估计参数是接收导频序列第一部分和第二部分间的相位偏移 ϕ 和比例 $\bar{\beta}=\beta/\alpha^*$。

第一，利用导频序列的重复，收到的导频序列的第二部分 $\boldsymbol{y}_2$ 可表达成受 CFO 和 I/Q 不平衡影响的接收到的第一部分 $\boldsymbol{y}_1$ 的公式：

$$\boldsymbol{y}_2=\lambda(\phi,\bar{\beta})\boldsymbol{y}_1+\mu(\phi,\bar{\beta})\boldsymbol{y}_1^*+\boldsymbol{n} \tag{5-23}$$

式中，参数 $\lambda(\phi,\ \bar{\beta})$ 和 $\mu(\phi,\ \bar{\beta})$ 分别是

$$\lambda(\phi,\bar{\beta}):=\cos\phi-\mathrm{j}\sin\phi\frac{1+|\bar{\beta}|^2}{1-|\bar{\beta}|^2} \tag{5-24}$$

$$\mu(\phi,\bar{\beta}):=2\mathrm{j}\sin\phi\frac{\bar{\beta}}{1-|\bar{\beta}|^2} \tag{5-25}$$

第二，得出用来估计（CFO，I/Q）的最大似然（ML）函数的参数为

$$\Lambda(\phi,\bar{\beta})=\log p(y_2|y_1,\phi,\bar{\beta}) \tag{5-26}$$

$$=-\frac{Q}{2}\log(2\pi\sigma_n^2(\phi,\bar{\beta}))-\frac{1}{2\pi\sigma_n^2(\phi,\bar{\beta})}(y_2-\lambda(\phi,\bar{\beta})y_1-\mu(\phi,\bar{\beta})y_1^*)^H(y_2-\lambda(\phi,\bar{\beta})y_1-\mu(\phi,\bar{\beta})y_1^*) \tag{5-27}$$

式中，噪声矢量 n 是

$$\boldsymbol{n}:=-\lambda(\lambda,\bar{\beta})z_0-\mu(\lambda,\bar{\beta})z_0^*+z_1 \tag{5-28}$$

噪声矢量的方差等于

$$\begin{aligned}\sigma_n^2(\phi,\bar{\beta})&=\sigma_{n_r}^2(\phi,\bar{\beta})+\sigma_{n_i}^2(\phi,\bar{\beta})\\&=\sigma_z^2\left(2-|\bar{\beta}|^2+8(\sin\phi)^2\frac{|\bar{\beta}|^2}{1-|\bar{\beta}|^2}\right)\end{aligned} \tag{5-29}$$

这表明噪声样本的方差取决于 CFO 和 I/Q 不平衡。

第三，由于此方式解决 ML 估计不易处理，必须加以简化。因为在实际模拟前端 I/Q 失配参数 $\bar{\beta}(\bar{\beta}<<1)$ 较小，所以我们可以用二阶近似来近似似然函数。式（5-24）、式（5-25）和式（5-29）近似于

$$\lambda(\phi,\bar{\beta})\approx e^{-\mathrm{j}\phi}-2\mathrm{j}\sin\phi|\bar{\beta}|^2, \tag{5-30}$$

$$\mu(\phi,\bar{\beta})\approx 2\mathrm{j}\sin\phi\bar{\beta}, \tag{5-31}$$

$$\sigma_n^2(\phi,\bar{\beta}) \approx 2\sigma_z^2 \frac{1}{1+\left(\frac{1}{2}-4(\sin\phi)^2\right)|\bar{\beta}|^2}, \tag{5-32}$$

将这些表达式带入到似然函数（($\Lambda\phi$，$\bar{\beta}$)），可忽略其中高于2的阶数以进一步简化。

第四，为了解决这两个参数估计（ϕ，β），可采用期望最大化（EM）算法来轮循迭代估计CFO和I/Q失衡。EM迭代算法可收敛到联合ML估计参数[22]。EM算法通常被用于当未知随机扰动干扰观测时的基于给定观测估计一组参数。在本例中，在两个接收矢量（$\vec{y}_1$和$\vec{y}_2$）的基础上估计CFO引起的相位ϕ，I/Q不平衡$\bar{\beta}$改变了ϕ的估计。该算法通过先估计一次CFO（ϕ）来初始化，而这和前面的自相关方法一模一样。然后，算法在I/Q参数估计（$\bar{\beta}$）和CFO参数估计（ϕ）之间来回迭代，直到收敛。

当I/Q不平衡参数非常大（$\varepsilon_R>5\%$，$\Delta\phi_R>5°$）时，估计性能开始下降。这种情况下一个很好的解决方案是先进行一次EM估计，然后利用估计的CFO和I/Q补偿收到的CES。接着，再据接收和补偿后的CES进行简单的独立ML估计CFO和I/Q就足够了。图5-27显示了以EM为基础的I/Q估计算法在500次信道仿真下的平均性能。I/Q参数$\varepsilon_R=5\%$，$\Delta\phi_R=5°$。一旦频域系数$H(k)$和噪声方差已知，可以很容易地计算出均衡器系数。对于ZF和MMSE均衡器，其均衡系数分别由式（5-14）和式（5-15）给出。

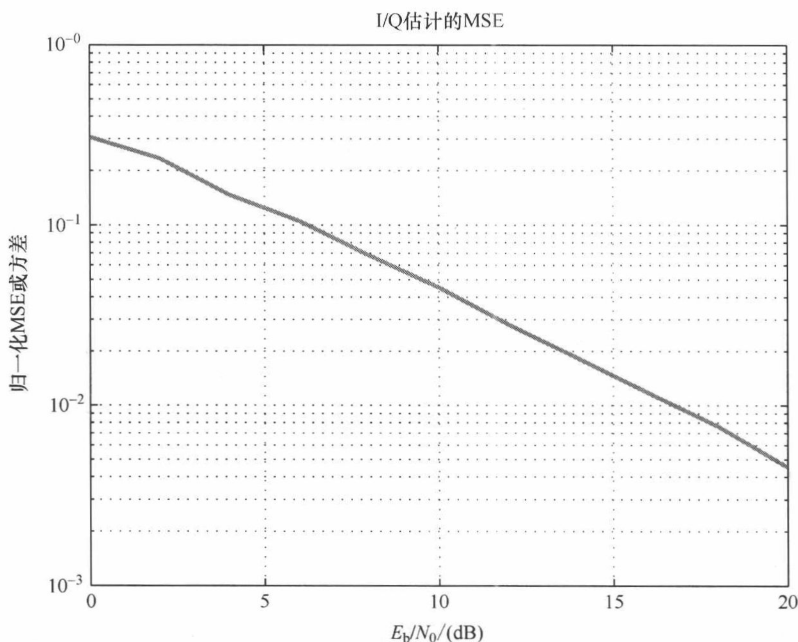


图5-27　I/Q参数估计的归一化MSE

5.6.3.4　CFO和相位噪声跟踪

因为CFO的估计不完美（尤其是在低信噪比情况下）和相位噪声的存在，在接收突发数据过程中跟踪剩余CFO和相位噪声是必要的。用于循环扩展传输块的TS可用于这个目的（见图5-28）。其步骤如下：

1）每块（长度为5/2，带TS）被转换到频域，再进行均衡。

2）均衡的频域块被转换回时域。

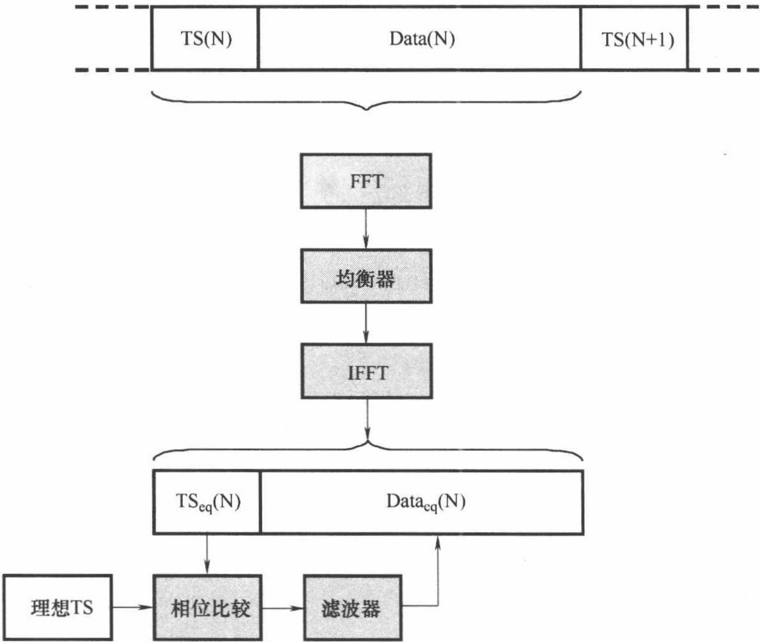


图5-28　基于均衡后的TS的跟踪

3）将包含数据块的前64个抽样点的TS和理想的TS进行比较得到相位误差。

4）将相位误差补偿用于突发的数据部分（512 - 64 = 448个抽样点）。

图5-29说明了信噪比为20dB时16-QAM的跟踪行为，其中跟踪环路前的剩余CFO是2×10^{-6}。在该模拟信噪比下，剩余CFO的值是相当高的，但经过粗CFO估计和精CFO估计后应该较小。可以看出，跟踪后的星座点完美的集中在理想的16-QAM星座点位置上。

5.6.4　时域均衡、解扩和跟踪

在LOS和近似LOS信道中，可能没有必要进行频域均衡。事实上，在这种信道中，信道冲激响应主要抽头（通过5.6.2节中所述的匹配滤波器的方法获得）

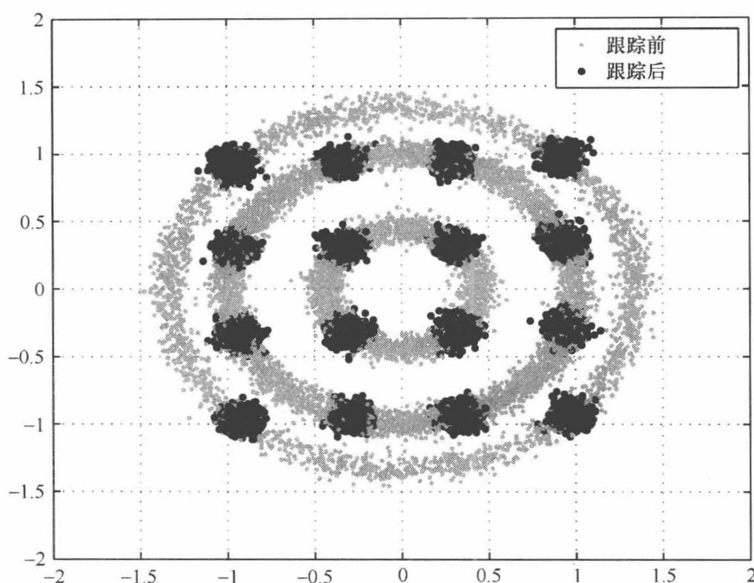


图 5-29 16-QAM 的星座图说明了跟踪效果
(假设跟踪前有 2×10^{-6} 的残余 CFO)

可用于单抽头时域均衡。决定使用时域均衡还是频域均衡所用的准则是基于最强路径的能量与其他路径能量和的比值（n_{MAX}是最强路径的标志），即

$$r_{\max} = \frac{|h_{n_{\max}}|^2}{\sum_{\substack{n=0\\ n\neq n_{\max}}}^{N-1} |h(n)|^2} \tag{5-33}$$

在时域均衡过程中，为了适应可能发生的解扩问题，处理方式必须采用不同的顺序。因为扩频芯片受 π/2 相移影响，所以在解扩之前要先进行一个 π/2 反相移。在解扩芯片上用时域均衡器是比较经济的。最后，如果块上没有加入 TS，硬判决输出用作相位比较器的参考，那么必须用判决控制 CFO/相位噪声跟踪环路。这整个过程如图 5-30 所示。

为了评估 PA 非线性的影响，考虑到第 4 章讨论的 AM-AM 和 AM-PM 转换，我们使用修改后的拉普模型，因为这对于微波和毫米波放大器来说更符合实际。回退是相比于 1dB 压缩点来表示的，即相对于低功率增益降低了 1dB 的压缩点上所获的增益。图 5-31 和图 5-32 分别给出了 QPSK 和 16-QAM 的编码与未编码的误比特率性能。这两种情况下的编码误比特率都是在近似 LOS 信道和 3/4 编码率的 LDPC（672，504）码时进行的仿真。可以看出，16-QAM 很合理的更明显受非线性的影响。值得注意的是，QPSK 具有非常好的鲁棒性，并且可以很少或根本没有补偿。对于 16-QAM，规定 2 ~ 3dB 的更高的补偿是非常必要的。

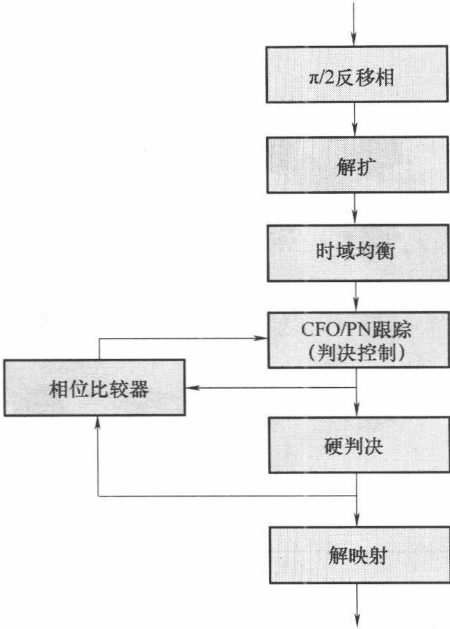


图5-30 和解扩结合的跟踪

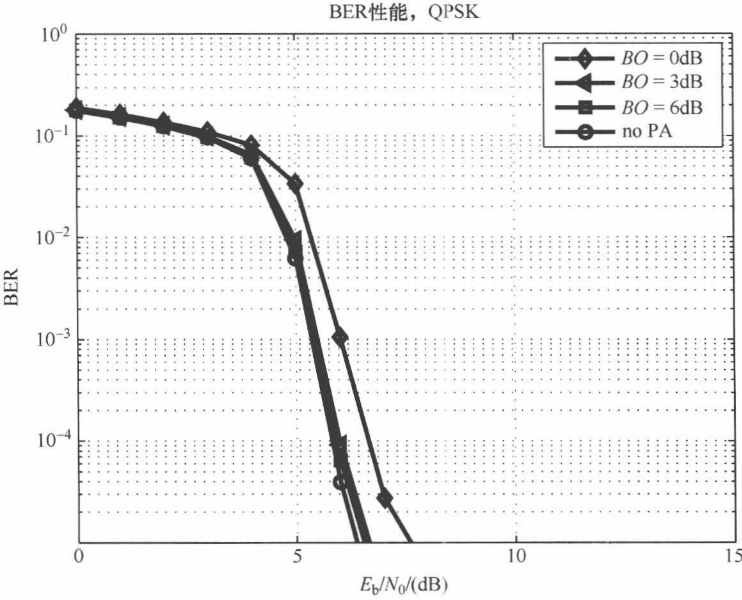


图5-31 不同程度补偿的非线性PA的QPSK编码BER性能

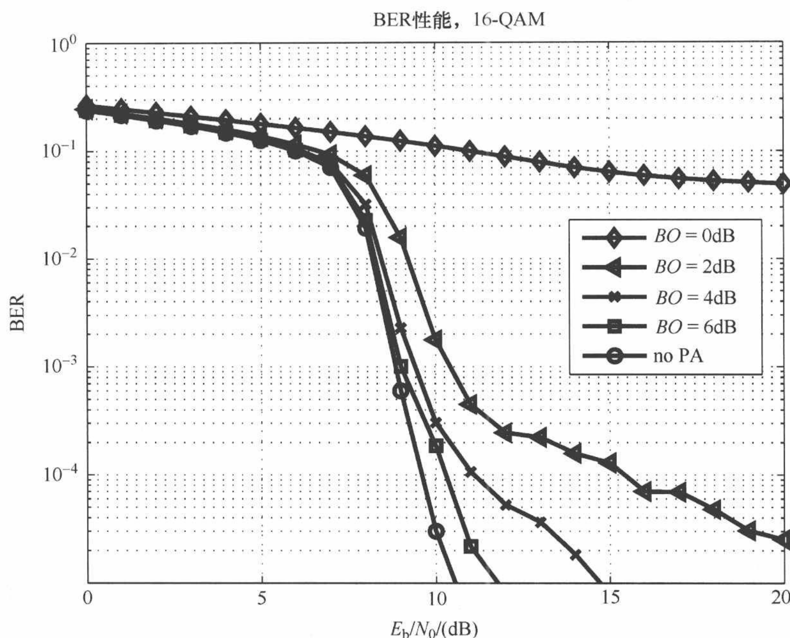


图5-32 不同程度补偿的非线性PA的16-QAM编码BER性能

为了说明SC基带处理的复杂性，我们在表5-10中给出了必须在数字基带中执行的原始操作数量（即无明显优化之前的）。我们共考虑了以下操作：实乘法、实加法、2进制补码、查找表的访问、比较、实数除法、二次方根。这些值均由频域均衡情况下TS长度为64时的16-QAM计算得出。一些值在表中以粗体显示，因为这些值都超过10千兆操作/s，以提示实现时必须重点处理以减少数字基带上的功耗。显然，对于获取部分，必须优化相关性（可以用格雷码序列），而对于数据负荷部分，需要显著优化数字滤波器和FFT/IFFT运算。注意，因为原始数据对可高度优化（例如通过近似，并行和迭代中的停止准则）的解码器没有意义，所以没有列出解码器复杂度。

表 5-10　SC PHY 信息处理的复杂度（授权自© 2008 IEEE）

接收机	输入单位	输入速率/(G/s)	输出单位	输出速率/(G/s)	实乘/(G/s)	实加/(G/s)	二进制补码/(G/s)	查表访问/(G/s)	比较/(G/s)	实除/(G/s)	二次方根/(G/s)
滤波器 + 下采样	复	3. 456	复	1. 7280	**86. 4000**	**82. 9440**					
同步	复	1. 7280	复	1. 7280							
相关					3. 4560	**883. 0080**	1. 7280				
功率计算					3. 4560	1. 7280					
最大检测									1. 7280		
阈值比较					0. 2025	1. 9980	0. 0473	0. 0068	0. 0068	0. 0068	
粗 CFO 估计					0. 0270	0. 0068		0. 0068		0. 0068	0. 0068
估计											
Pos 和 Neg CFO 补偿	复	1. 7280	复	1. 7280	15. 5520	13. 8240	1. 7280	3. 4560			
相关	复	1. 7280	复	0. 6480		**883. 0080**	2. 1600				
LSE 估计					5. 2329	7. 8165	0. 6522			0. 0017	
P&Q 计算					0. 8640	1. 2960	0. 2160				
精 CFO 估计					0. 4354	1. 2952	0. 1080	0. 0008		0. 0008	0. 0008
信道估计					0. 4320	0. 6480					
噪声功率估计					0. 4337	0. 6472					
信道 DFT					15. 5520	15. 5520					
MMSE 均衡					3. 8880	4. 7520	0. 8640			0. 4320	

（续）

接　收　机	输入单位	输入速率/(G/s)	输出单位	输出速率/(G/s)	实乘/(G/s)	实加/(G/s)	二进制补码/(G/s)	查表访问/(G/s)	比较/(G/s)	实除/(G/s)	二次方根/(G/s)
数据处理											
RX IQ 补偿	复	1.7280	复	1.7280	6.9120	10.3680	1.7280				
CFO 补偿	复	1.7280	复	1.7280	8.6400	6.9120		3.4560			
DFT	复	1.7280	复	1.7280	**62.2080**	**62.2080**					
均衡	复	1.7280	复	1.7280	6.9120	6.9120					
IDFT	复	1.7280	复	1.7280	**62.2080**	**62.2080**					
跟踪 + TS 清除	复	1.7280	复	1.5120							
旋转计算					0.8708	1.2926	0.0034			0.00675	0.003375
旋转补偿					6.0480	6.0480					
TX IQ 补偿	复	1.5120	复	1.5120	12.0960	15.1200	1.5120				
π/2 反相移	复	1.5120	复	1.5120			1.5120				
解映射（硬）	复	1.5120	比特	6.0480					9.072		
解映射（软）	复	1.5120	实	6.0480					9.072		

参考文献

[1] Van Nee, R. and Prasad, R. (1999) *OFDM for Wireless Multimedia Communications*. Boston: Artech House.
[2] Clark, M.V. (1998) Adaptive frequency-domain equalization and diversity combining for broadband wireless communications. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, **16**(8).
[3] Falconer, D., Ariyavisitakul, S., Benyamin-Seeyar, A. and Eidson, B. (2002) Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems. *IEEE Communications Magazine*, **40**(4), 58–66.
[4] Benvenuto, N. and Tomasin, S. (2002) On the comparison between OFDM and single carrier with a DFE using a frequency domain feed-forward filter. *IEEE Transactions on Communications*, **50**(6), 947–955.
[5] Yong, S.K. and Singh, H. (2009) OFDM system design for 60 GHz high-definition video applications. *IMS Workshop on System-Level Design and Implementation of Gb/s 60 GHz Radios*.
[6] Goeckel, D.L. and Ananthaswamy, G. A comparison of single-carrier and multi-carrier methodologies for wireless communications from a coding, modulation, and equalization perspective. http://www-unix.ecs.umass.edu/goeckel/ofdm.html.
[7] Sobel, D. (2004) Opportunities and challenges in 60 GHz wideband wireless system design. Berkeley Wireless Research Center Summer Retreat Presentations.
[8] Rapp, C. (1991) Effects of HPA-nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM-signal for a digital sound broadcasting system. In *Proceedings of 2nd European Conf. Satellite Communications*, Liége, pp. 179–184, October.
[9] Pollet, T., Van Bladel, M. and Moeneclaey, M. (1995) BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and phase noise. *IEEE Transactions on Communications*, **43**(234).
[10] Chiueh, T.-D. and Tsai, P.-Y. (2007) *OFDM Baseband Receiver Design for Wireless Communications*. Chichester: John Wiley & Sons, Ltd.
[11] Lee, C. and Liu, S.-I. (2007) A 58-to-60.4 GHz frequency synthesizer in 90 nm CMOS. *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, pp. 196–197, February.
[12] IEEE802.15.3c (2009). IEEE Standard for information technology – Telecommunications and information exchange between systems – Local and metropolitan area networks – Specific requirements. Part 15.3: Wireless medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications for high rate wireless personal area networks (WPANs) Amendment 2: Millimeter-wave-based alternative physical layer extension. http://www.ieee802.org/15/
[13] Bourdoux, A., Nsenga, J., Thillo, W.V., Wambacq, P. and der Perre, L.V. (2008) Gbit/s radios @ 60 GHz: To OFDM or not to OFDM? *2008 IEEE 10th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, IEEE, pp. 560–565.
[14] Vaughan, R., Scott, N. and White, D.R. (1991) The theory of bandpass sampling. *IEEE Transactions on Signal Processing* **39**(9), 1973–1984.
[15] Horlin, F. and Bourdoux, A. (2007) *Digital Front-End Compensation for Emerging Wireless Systems*. John Wiley & Sons, Ltd.
[16] Czylwik, A. (1997) A comparison between adaptive OFDM and single carrier modulation with frequency domain equalization. In *1997 IEEE 47th Vehicular Technology Conference*, IEEE, vol. 2, pp. 865–869.
[17] Sari, H., Karam, G. and Jeanclaude, I. (1995) Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting. *IEEE Communications Magazine*, **33**(2), 100–109.
[18] Kay, S. (1997) *Fundamentals of Statistical Signal Processing, Volume 2: Detection Theory*.

Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall.

[19] Fort, A., Weijers, J., Derudder, V., Eberle, W. and Bourdoux, A. (2003) A performance and complexity comparison of auto-correlation and cross-correlation for OFDM burst synchronization. *2003 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing* (ICASSP '03), IEEE, pp. II341–II344.

[20] Yong, S.K. et al. (2007) TG3c Channel Modeling Sub-committee Final Report. IEEE 15-07-0584-01-003c, March.

[21] Horlin, F., Bourdoux, A., Lopez-Estraviz, E. and der Perre L.V. (2007) Low-complexity EM-based joint CFO and IQ imbalance acquisition. *Proceedings of IEEE International Conference on Communications* (ICC '07), pp. 2871–2876.

[22] Moon, T. (1996) The expectation maximization algorithm. *IEEE Signal Processing Magazine* **13**(6), 47–59.

第6章　在硅片上60GHz无线电的实现

Alberto Valdes-Garcia

6.1　介绍

近年来，通用的有源和无源毫米波器件的设计（特别是在60GHz频段）已成为学术和工业研究的重点。在这六年时间里，从2004年推出的第一个集成在硅片上的60GHz标准器件至今，此研究领域迅速扩大，出现了很多全集成无线电和相控阵的例子。

尽管毫米波频率的研究和设计工作已经持续了近一个世纪，但近年来实现在60GHz频段上（90nm CMOS技术和0.13μm的SiGe BiCOMS技术）硅芯片工艺技术的无疑是推动60GHz标准和投资活动的重要因素之一。硅片集成带来的经济和技术优势使得60GHz技术拥有和蓝牙技术、Wi-Fi技术相当的使用量和商业前景。

因此，要设计60GHz系统首先需要了解物理层（PHY）硅片实现所需要的功能和局限性。本章并不详细讨论60GHz电路的设计技术（如果深入研究，这将需要几个章节才能详细描述[2]），而是介绍高速60GHz无线电在硅片上的实现，从射频前端到数字基带集成电路的混合信号（模拟-数字）接口的现有解决方案、技术和权衡问题。本章主要是为系统架构师、物理层设计师、应用开发工程师，以及其他在PHY的关键非数字部分有着一定的知识结构和背景的非电路设计专家展示正确的系统级评估和权衡，也就是从理论到实践。

在后面的章节中，首先对基于不同硅片技术的60GHz系统实现的可用性进行简单的介绍和分析。鉴于无线系统的链路余量在很大程度上依赖于接收机的噪声系数和发送机的OP 1dB，接下来我们将从细节上介绍现有的60GHz低噪声放大器（LNA）和功率放大器（PA）的性能，然后从频率规划以及单载波（SC）和正交频分复用（OFDM）系统实现的权衡方面考虑无线电架构。作为系统的重要组成部分，我们还要分析高速数字-模拟转换器（DAC）、模拟-数字转换器（ADC）和调制器目前的技术发展水平在吉比特系统这些技术的实际应用情况。最后，概述了毫米波实现商业化所面临的挑战。

6.2　60GHz无线电半导体技术概述

20世纪90年代初，硅晶体管（COMS FET和硅锗异质结双极性晶体管）的截止频率在100GHz以下，而且要比以Ⅲ-Ⅴ族半导体器件为主的射频和毫米波所达到的截止频率小一个量级。然而，到2005年，SiGe和COMS晶体管的截止频率都超过了200GHz。在射频集成电路设计的基石逐渐牢固的这段时间，不断引进了很多新的设计技术和电路拓扑，无源元件的集成（射频电感器、电容器和传输线）工业也渐渐成熟。所有这些因素使得射频集成电路的性能随着时间的推移获得了指数级的改善。

反过来，这样的发展趋势也有望使60GHz系统的高性能成为现实。在60GHz技术发展的过程中，对电路性能指标上的潜在可改进方面做了很多预测。例如，据推测，与90nm技术方面取得的早期成果相比，45nm技术能显著提高在60GHz功率放大器的输出功率和功率效率。不能低估无线工程界的创新能力，从硅技术发展蓝图可以看出硅技术未来发展方向和其对60GHz无线电产生的影响。在本章最后将清晰看出，类似于对现代多核微处理器改善的期望，60GHz无线电性能的不断改善是细致系统工程的结果，而不是技术自然而然改进的结果。

近十几年来，国际半导体演进路线（ITRS）是跟踪和预测半导体产业发展的主要参考。一年两次的ITRS报告和年度ITRS的更新都是由来自主要的半导体公司、研究机构和大学的专家编写的。ITRS的未来展望既考虑了由当前的研究持续已知的生产计划，也考虑了由未来的应用需求驱动的开发结果和性能指标。在讨论SiGe和CMOS的前景之前，有必要明确衡量在给定的技术节点下射频性能指标的定义，具体如下：

1）物理L_{gate}，这是指在一个给定的CMOS工艺过程中实际的场效应晶体管的最低栅长度。注意，这个参数与纳米或微米的技术节点名称不同。在射频CMOS的早期阶段，L_{gate}曾经是引用的技术维度的一半，但是在现代技术的情况已不再如此。例如，在0.35μm的CMOS节点L_{gate}是0.2μm，而在一个典型的65nm的CMOS节点，L_{gate}是50nm。

2）电源电压。对于CMOS来说，指定此值是为确保数字电路的可靠性。在CMOS功率放大器的设计中必须仔细考虑这个值，这将在6.3节中讨论。

3）BV_{ceo}。在SiGe工艺中，异质结双极晶体管用最大集电极-发射极电压来代替电源电压。

4）峰值f_T。晶体管的电流增益（交流短路负载）达到单位值的频率被称为电流增益截止频率或f_T。这个值相对独立于具体设备的布局配置，但是与设备的偏置和设备的大小有关。峰值f_T是最佳的设备大小和偏置条件给定的技术节点的最高

f_T值。

5）峰值f_{MAX}。晶体管（功率匹配源和负载阻抗）的功率增益达到单位值的频率被称为功率增益截止频率，它强烈依赖于布局配置。

6）60GHz 的最小噪声系数。在最佳的阻抗匹配和偏置条件下，设备能够获得最小的60GHz 噪声系数。实际上，LNA 噪声系数将比此值至少高出 1dB，因为它并不总能实现最佳源阻抗的匹配，而且用于阻抗匹配的无源元件会引入损耗，这些损耗会直接转化成额外的噪声系数。

使用60GHz 射频 CMOS 技术的关键优势之一是它使单片集成成为可能，这一点至少可以从两个角度得到。首先，它能减少 60GHz 完整解决方案的形成因子。其次，数字基带的性能得益于最新的技术节点的应用。然而，将来射频部分的技术演进的影响没有那么简单。表 6-1 介绍了未来五年在射频性能方面 CMOS 发展的演进路线。到 2014 年，CMOS 场效应晶体管的最小栅极长度预计缩减大约 30%，并且电流增益和功率截止频率预计会提高相同的数额。过去十年中，L_{gate}和f_T/f_{MAX}之间的反比例关系已经接近于常数。不过，值得注意的是，根据国际半导体技术演进路线，为了维持晶体管速度中的这种趋势，低于 27nmL_{gate}的制造解决方案还是未知的。出现这种担忧的主要原因是，在这些缩小的尺寸和极高的期望截止频率（进入了开始于 300GHz 的亚毫米波频段）上，二阶效应和特定的设备布局属性变得具有相关性。通过布局和设备工程技术来克服这些限制是研究的热点。

表 6-1 射频 CMOS 场效应晶体管在未来五年的国际半导体技术性能演进路线

生产年份	2010	2011	2012	2013	2014
物理 L_{gate}/nm	29	27	24	22	20
电源电压/V	1	1	1	0.95	0.9
峰值f_T/GHz	310①	330①	370②	400②	440②
峰值f_{MAX}/GHz	380①	410①	460②	510②	560②
60GHz 的最小噪声系数/dB	3.3	3.2	3.0	3.0	2.9

① 表示制造的解决方案是已知的，但尚未实现。

② 表示制造的解决方案是未知的。

是什么影响了 60GHz 电路的演进趋势？在一般情况下，可用的具有较高截止频率的设备意味着，相比前几代一个类似的性能水平能够在相对更低的偏置电流水平获得。然而，由于截止频率对于设备几何尺寸的强烈依赖性，以及额定工作电源电压将保持不变，所以功耗的预期减少量将低于 20%（没有显著的电路设计和/或设备的创新）。

实验已经证明，在一定深亚微米 CMOS 上产生的最小噪声系数情况下，电流密度从一个节点到另一个节点基本上保持常数[5]。此外，在未来 5 年内，最小噪声系

数的改善预计是微不足道的，60GHz 的低噪声放大器电路将不会获得与技术尺度相应的显著的功耗降低。在功率放大器领域，一个递增的 f_{max} 将导致高功率附加效率（PAE）；然而，最大电源电压这个常数（事实上，略有下降）是指 60GHz 的 CMOS 发射机更高的输出功率源于芯片功率合并技术的创新而不是技术演进。6.3 节将详细讨论低噪声放大器和功率放大器的性能趋势。

表 6-2 介绍了和 RF COMS FET 类似的 SiGe 异质结双极性晶体管演进路线。一般情况下，SiGe 双极晶体管有望保持最小噪声系数的 1.5dB 及在允许的电压摆幅范围内 0.5V 的优点，同时，在未来五年的 CMOS 场效应晶体管在截止频率上也会有可比的增长。

表 6-2　SiGe 异质结双极性晶体管（SiGe HBT）在未来五年的国际半导体技术性能演进路线

生产的年份	2010	2011	2012	2013	2014
发射宽度/nm	100	100	100	90	90
BV_{ceo}/V	1.6	1.55	1.5	1.45	1.4
峰值 f_T/GHz	320	340	360①	380①	395①
峰值 f_{MAX}/GHz	350	370①	390①	410①	425②
60GHz 的最小噪声系数/dB	1.9	1.7	1.5	1.4	1.3

① 表示已知制造方法但尚未实现。

② 表示制造方法未知。

Ⅲ-Ⅴ族半导体（直到最近，它在毫米波应用中占主导地位）的特色之一是具有复杂的结构和小批量的商业模式，从而适应在给定的技术节点中开发不同变型的设备。例如，可以设计拥有卓越的噪声性能（适用于接收器的射频前端）或较高输出功率（适用于发射机前端）的设备。与以上回顾的以硅为基础的技术相比较，表 6-3 概括了两个成熟的第三、四半导体技术（砷化镓和磷化铟）的性能。可以看出，尽管事实上 SiGe 和 CMOS 有（并将继续有）与 GaAs 和 InP 类似的截止频率，但在噪声和输出功率性能方面基于后者技术的设备将继续优于硅器件的性能。进一步注意到，基于Ⅲ-Ⅴ族的设备近几年已经应用于毫米波，预计在 2014 年将实现制造解决方案。

表 6-3　根据 ITRS 2008 文档得出的 2014 年不同半导体技术的射频预期性能比较

技　术	CMOS HP	SiGe	GaAs 低噪声	GaAs 功率	InP 低噪声	InP 功率
设备类型	FET	HBT	MHEMT	MHEMT	HEMT	HEMT
栅极长度/发射宽度/nm	20	90	50	50	35①	35①

（续）

技　术	CMOS HP	SiGe	GaAs 低噪声	GaAs 功率	InP 低噪声	InP 功率
峰值f_T/GHz	440②	395①	350①	—	420	—
峰值f_{MAX}/GHz	560②	425②	—	325①	—	450①
60GHz 最小噪声系数/dB	2.9	1.3	0.6①	—	0.6①	—
60GHz 上的 P_{out}/(mW/mm)	—	—	—	600①	—	400①

① 表示已知制造方法但尚未实现。

② 表示制造方法未知。

6.3 60GHz的前端器件

在6.4节我们将会看到，60GHz无线电将会是一个非常复杂的集成系统，它们整体的性能取决于不同器件之间的权衡。然而，考虑到最初系统的设计以及链路预算分析，前端组件最具影响力，因此值得我们仔细考察它们的性能表现。

6.3.1 SiGe和CMOS下的60GHz低噪声放大器

表6-4简要概述了最近报道的基于不同硅工艺的毫米波级低噪声放大器。引述的性能指标通常在室温及60GHz频率下进行的测量。可以看到，从0.13μm的CMOS到90nm的CMOS能提供更好的性能，但从65nm CMOS和90nm CMOS报告结果上来看，它们的性能接近，这和表6-1预测的趋势一致。从这些数据中还能看到，虽然在65nm的CMOS和90nm的CMOS上的低噪音放大器的噪声性能接近13μm的SiGe BiCMOS的性能，但这往往是以更高的功耗为代价的。必须注意到，不同硅工艺设计的低噪声放大器的噪声系数性能，最好的时候比表6-1和表6-2中最小噪声系数大1.5dB。此外，列出来的数据是从在片测试上得到的测量结果，并没有考虑额外的丢包情况。

表6-4 最近报道的工作在60GHz频段上的硅工艺低噪声放大器总结

技术类型	噪声系数/dB	增益/dB	IP1dB/dBm	功耗/mW	参考文献
0.13μm SiGe	5	>12	-12	8.1	[6]
0.13μm SiGe	4.5	14.7	-20	10.8	[7]
0.13μm CMOS	8.8	12	—	54	[8]
0.13μm CMOS	8	25	-22	79	[9]
90nm CMOS	5.5	14.6	-14.1	24	[10]
90nm CMOS	6.5	12.2	-7.2	10.5	[11]

（续）

技术类型	噪声系数/dB	增益/dB	IP1dB/dBm	功耗/mW	参考文献
90nm CMOS	4.4	15	-18	4	[12]
65nm CMOS	6.2	19	-16	35	[13]
65nm CMOS	5.6	11.5	—	72	[14]
65nm CMOS	5.9	15	-15.1	31	[15]

当为标准系统评估一个 60GHz 低噪声放大器的设计时，需要考虑该低噪声放大器在很宽频率范围情况下的性能。一般情况下，对低噪声放大器和功率放大器而言，在工作带宽和功耗之间存在权衡关系。通过使用高阻抗级间匹配技术，用较小的偏流（栅流）可以获得较大的收益（还可能获得较低的噪声系数）。关于这种设计方法的一个好例子是参考文献［11］中提出的低噪声放大器，它仅用大约 4GHz 的 3dB 带宽便实现了 4mW 的低功耗。与此相反，为实现宽带操作常常要用到相对低阻抗匹配技术或多个级联（每个都在略微不同的频率下进行过优化）。但这两种技术都会增加功耗。

图 6-1 显示的是经测量得到的低噪声放大器性能的例子；其数据对应于参考文献［1］中基于 SiGe 的设计，获得的数据是 5dB 的噪声系数（随频率和温度上有大约 1dB 的浮动）。如上文所述，当基于硅技术的低噪声放大器的绝对噪声性能并未如期望般的那样大大超过目前报告的结果时，SiGe 和 CMOS 中可用的更高的期望截止频率能够提高这类设计在频率和温度上的稳定性。

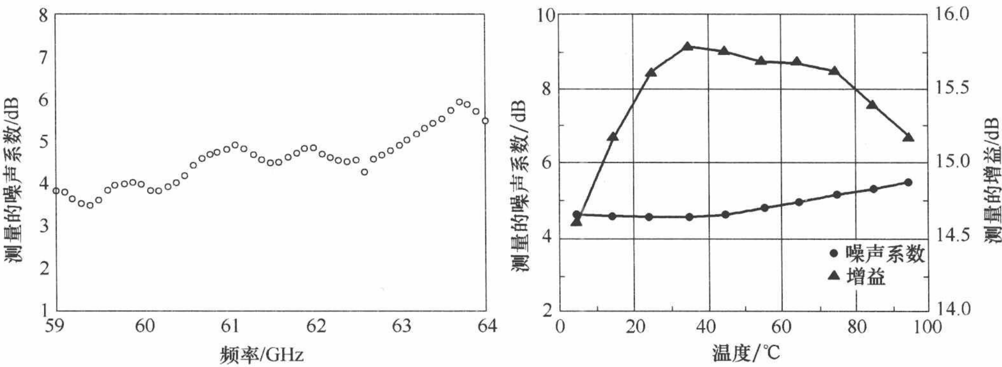


图 6-1　一个 SiGe 60GHz 低噪声放大器的测量结果。

6.3.2　SiGe 和 CMOS 下的 60GHz 功率放大器

表 6-5 中总结了最近为 60GHz 波段开发的功率放大器。所有公布的结果都是在室温下测量的。对给定的放大阶段来说，由于可以得到高供给电压和典型的高电

压增益，一般情况下，SiGe中的功率放大器展现出了比与它相对应的CMOS更高的效率和输出功率。在SiGe[16-19]功率放大器设计之间性能的不同彰显了这样一个事实，即功率放大器有更广阔的设计空间，也面临着多个权衡因素。在参考文献[18]中，功率放大器是一个实现高PAE的非线性设计。非线性功率放大器可以减少系统功耗，此系统使用的是恒定包络调制器。另一方面，参考文献[16]中的功率放大器是专门设计用来获得高线性并实现OP1dB，并尽可能达到饱和输出功率，这对于拥有相对高的峰平功率比的调制器来说是有益的。此外，参考文献[19]通过级联配置的设计实现了饱和输出功率，这种设计以低效率为代价实现了4V电压供应下相对较大的电压输出振幅。

表6-5 最近报道的工作在60GHz波段上的硅工艺功率放大器

工艺类型	电源电压 /V	频率 /GHz	增益 /dB	OP1dB /dBm	饱和输出 /dBm	PAE峰值 (%)	参考文献
0.25μm SiGe	3.3	61	18.8	14.5	15.5①	19.7	[16]
0.18μm SiGe	1.8	60	11.5	11.2	15.8③	16.8	[17]
0.13μm SiGe	1.2	58	4.5	—	11.5①	20.9	[18]
0.13μm SiGe	4	60	18	13.1	20③	12.7	[19]
0.13μm CMOS	1.6	60	13.5	7	7.8①	3	[20]
90nm CMOS	1.5	60	5.2	6.4	9.3①	7.4	[10]
90nm CMOS	1.0	60	13.9	10	11②	8.2	[21]
	0.7	60	14.3	5.2	8.3②	6.7	[21]
90nm CMOS	1.0	60	5.6	9	12.3②	8.8	[22]
90nm CMOS	1.2	63	15	—	10~12.5③,④	10~19④	[23]
65nm CMOS	1.2	62	4.5	5.5	9①	8	[24]
65nm CMOS	1.2	60	12.8	1.5	7①	—	[13]
65nm CMOS	1.0	62	15.5	5	11.5②	15.2	[25]
45nm CMOS	1.1	60	6	11	13.8②	7	[26]
	1.1	60	5.6	8.4	10.6①	6.5	[26]

① 在这类设计中，功率放大器最后阶段使用的是单SiGe HBT或CMOS FET设备，且测量的是单端输出功率。

② 在这类设计中，功率放大器最后阶段由两个独立的设备组成。芯片上的传输线或变压器用于将输出功率结合到单终端上去。

③ 在这类设计中，功率放大器最后阶段由连接到差分输出的两个独立设备组成。报告中的输出功率要么是芯片外功率合并（Power Combining）的结果，要么就是假定输出信号在一个差分天线上合并。

④ 作者报告指出，测量是在三种不同的芯片上进行的。

所有迄今报告过的 CMOS 60GHz 的功率放大器都工作于线性模式（A 类）或近似非线性模式（AB 类）。考虑到不同的设计使用不同的电源电压（某些情况下参考文献［10，24，13，26］超过了使用同样技术的数字电路标准电压值），可以观察到当在输出端使用单一设备时 60GHz 的 CMOS 功率放大器能提供 7～10dBm 的最大输出功率，当在最后放大阶段（它们的输出通过片装的无源器件合并在一起，或连接到一个差分输出上）输出端使用两个设备时可以达到 10～13dBm 的最大输出功率。比如在低噪声放大器中，链路预算分析时应该谨慎处理这些数据，因为它们没有考虑由于温度变化和封装损耗造成的系统性能降低。同样值得注意的是，从上述 60GHz 的功率放大器报告中可以看出，90nm、65nm 和 45nm 节点之间并没有明显的技术优势。

虽然人们期望未来硅工艺的进步能适度的增加 60GHz 功率放大器的效率（主要是由于 f_{MAX} 的改善），但输出功率的重大改善还是要依靠未来在毫米波级别的功率放大器结构和实现上的技术创新。为了更好地理解这种趋势，需要更详细的审视这种技术演进的影响。表 6-1 和表 6-2 提供了在射频设备工程上权衡的证据。不断缩小的晶体管尺寸要求增加截止频率，这意味着更高的电场穿过设备。反过来，为了可靠的操作则要降低最大工作电压。必须注意到，在正常运行期间，功率放大器最后阶段有可能产生超过电源电压的电压抖动。工作在毫米波频率的 CMOS 功率放大器长期衰减机制尚有待了解，正因为这个原因，一些 CMOS 功率放大器是在降低电源电压的情况下测量的[21]，以便在长期可靠的约束条件下评估其性能。

最大工作电压的减少并不一定意味着从 60GHz 功率放大器中的半导体设备里所获得的功率也会按比例减少。原则上来说，只要通过采用阻抗变换技术使输出电流以同样的比例增加，给定的输出功率才可以维持较小的电压抖动。在实际设计中，这种阻抗变换技术的实际应用范围有多种因素的制约，包括封装、天线的最终负载阻抗，以及由于被动阻抗变换网络而造成的面积和功率损失等。出于这些原因，设计能以相对较低的电源电压维持或增加 60GHz 时的可用输出功率的功率放大器架构是个热门的研究课题。由于从单个设备上得到的射频功率本质上来说受技术水平的限制，故增加输出功率只能来自不同设备的毫米波能量汇聚，这可以通过使用功率合并技术来实现。表 6-5 说明了将两个不同设备的输出功率合并在一起很常见，相对来说也很简单，而且还能增加大约 3dB 的功率放大器输出功率。然而，将两个以上的设备组合起来需要定制复杂的无源网络。在毫米波频率上，必须精心设计这些功率组合器，改变 EM 仿真和它们的面积大小可能产生严重漏洞。图 6-2 阐明了这一面积，并用两个极端的例子来阐述了复杂性和输出功率之间的权衡关系。

图 6-2 中左图示的功率放大器是在 SiGe 0.13μm 技术下实现的，共合并了 4 个差分输出（共 8 个 HBT 设备），并在 60GHz 时用 4V 电源电压能最大输出 23dBm 的

功率（见参考文献［27］）。另一种不同的功率合并器设计是用90nm CMOS（见参考文献［28］）合并4个独立单端CMOS放大器，以期在60GHz下达到用1V电源电压能最大输出14.2dBm的功率。相比于表6-5中使用同样技术的功率放大器，这两种设计都达到了更高的饱和输出。然而，这两种设计都用了超过$1mm^2$的硅（这比得上一个数字基带芯片或其一部分），但只实现了最大PAE值的6%。

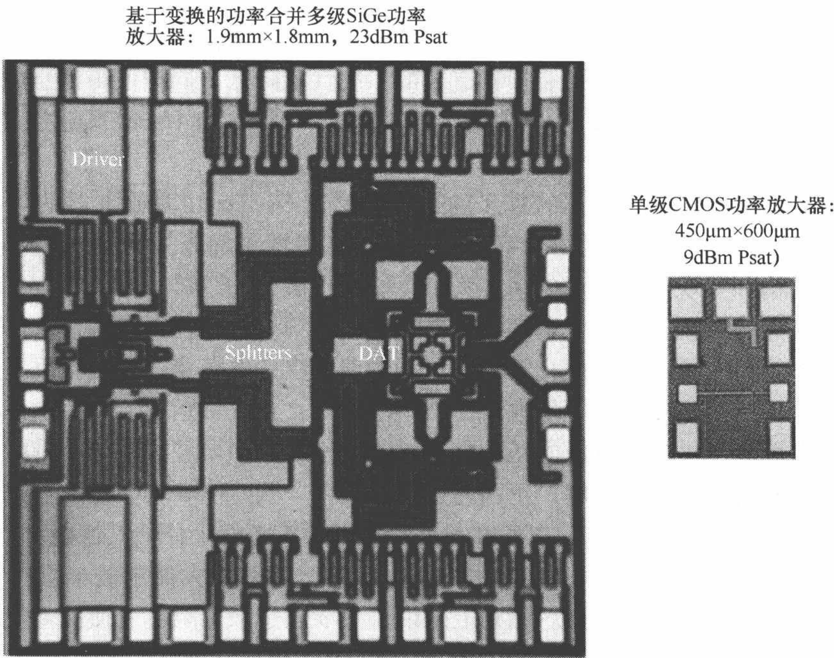


图6-2　60GHz功率放大器设计硅面积和输出功率之间权衡关系的两个例子

6.3.3　硅毫米波设计中的流程变异性

对功率放大器和低噪声放大器两者而言，流程变异性（Process Variability）是一个独立但却重要的研究内容。对中级到高级复杂的模拟和混合信号电路（如ADC，基于运算放大器的信号处理单元或复杂的供应稳定期）来说，因设备规模逐渐增多引起的设备变异性日益引起人们的关注。解决这一变异性的革新技术是大家积极研究的课题。毫米波前端电路不同之处在于，其复杂性在于用定制设计的无源元件和精确（在布局和EM建模方面）集成的有源组件，而不是多个晶体管内大规模的交互。考虑到相对较少的设备数量，再加上对于一个给定偏置电流的RF性能（如功率增益、噪声、及寄生），整个过程也是非常稳定的[5]，即使用简单恒流偏置技术也可实现流程变异性，毫米波级放大器仍可以实现相当稳定的性能。比

如，图6-3显示的是一个65nm CMOS PA集成电路[24]的单级小信号增益，该集成电路在不同晶片的60GHz波段上以跨度为0.5dB采样。

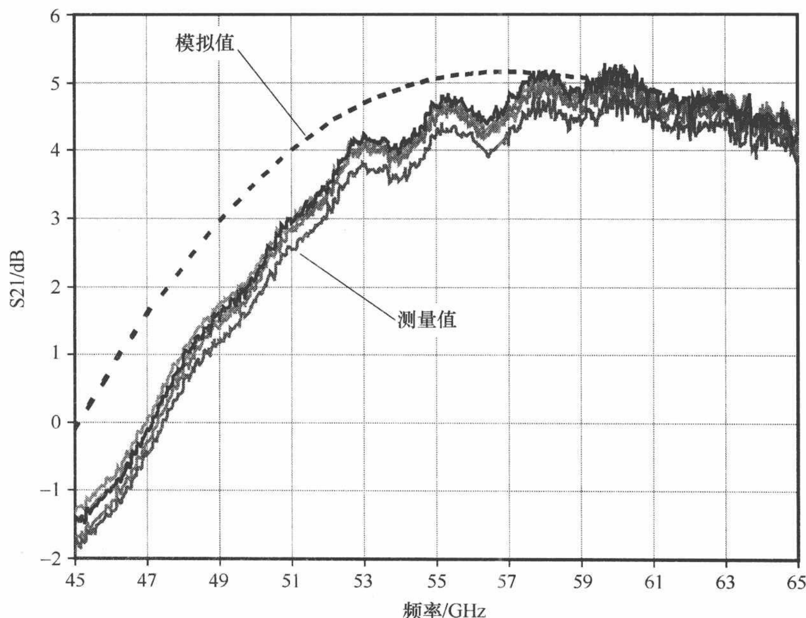


图6-3 不同晶片上单级CMOS PA的小信号增益测量数据

6.4 频率合成和无线架构

60GHz无线电的整体结构与它的频率规划和频率合成策略密切相关；无线电结构和频率规划都将在本节中加以讨论。图6-4给出了60GHz收发器芯片组的一个通用的超外差架构。60GHz应用的两级转换结构从本地振荡器信号产生角度来说具有以下两个主要的优势：

1）压控振荡器（VCO）可以工作在低于30GHz的频率上，尤其是考虑到过程及温度变化时，在此频率上可以获得更宽的频率调节范围和相位噪声。对于有些应用来说尤其重要，这些应用可以使用全部频道和至少某些复杂的调制方式，如IEEE802.15.3c。

2）通过工作在低于15GHz频率下的分频器的第一个上、下变频步骤，我们介绍了正交上变频和下变频信号。在吉比特级别上的SC和OFDM信号数据传输率需要非常精确的正交平衡；随着频率的增加导致过程和温度的变化将使得这个目标难以实现。虽然在频带9~14GHz上产生精确的90°相位绝不是一个简单的任务，但它却可以通过已知的芯片上校准技术来实现。

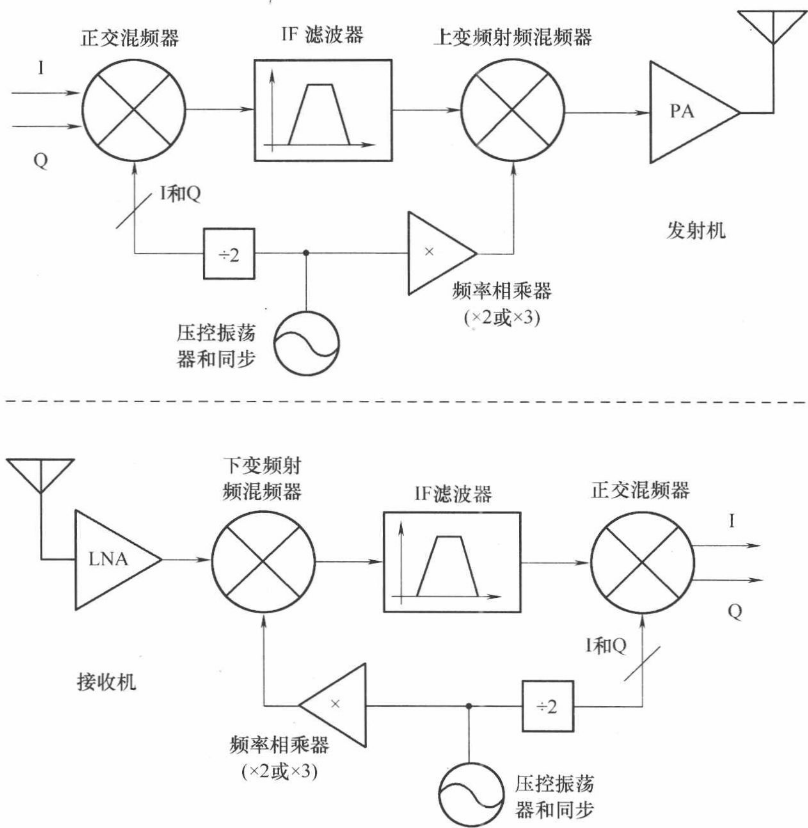


图 6-4 使用倍频的通用超外差接收器和发射器无线电架构

原则上来说，分频和倍频因子的不同组合可用在一个超外差架构网络中。在我们的分析中，我们关注的是分频因子为 2 的使用，因为它是获取正交信号最有效的方式之一。此外，实现二分频电路的设计技术非常成熟，从而能在不同的性能因素（如功耗、相位噪声、鲁棒性，及其他因素）之间权衡优化。另一方面，频率相乘器则是基于半导体设备内部固有的非线性特性。从根本上来说，在毫米波频率上 SiGe 和 CMOS 可以实现二、三、四倍或更高的倍频。然而，由于转换效率和输出功率对使用 60GHz 无线电的倍频来说至关重要，这就限制了实际应用中的选择。特别是前端下变频和上变频混合的转换增益对它们的输入本地振荡器功率具有严重的依赖性。在这种情况下，有效的倍频方案依赖于使用频率谐波，对于既定半导体设备的电压电流转换特性来说这是很自然的事。考虑到这些因素，一般情况下，在 SiGe 中使用三倍频更省电，在 CMOS 中使用二倍频更省电。60GHz 收发端的 SiGe 中使用三倍频的例子如参考文献［7］所示。

在概述了为什么使用二分频电路和 2 或 3 倍乘因子的设计后，表 6-6 和表 6-7

概述了符合 IEEE802. 15. 13c 标准超外差无线电的整个频率规划，第一章中已有表述。使用 2 倍乘数因子会导致高 VCO 和 IF 频率，但却能使镜像频率更容易过滤。

表 6-6 采用符合二倍频来实现的 IEEE802. 15. 13c 信道的超外差无线电频率架构规划

IEEE802. 15. 3c 信道#	射频中心频率/GHz	IF 频率/GHz	二倍频输出/GHz	镜像频率/GHz	VCO 频率/GHz
1	58. 320	11. 664	46. 656	34. 992	23. 328
2	60. 480	12. 096	48. 384	36. 288	24. 192
3	62. 640	12. 528	50. 112	37. 584	25. 056
4	64. 80	12. 960	51. 840	38. 880	25. 920

表 6-7 采用符合三倍频来实现的 IEEE802. 15. 13c 信道的超外差无线网架构频率规划

IEEE802. 15. 3c 信道#	射频中心频率/GHz	IF 频率/GHz	三倍频输出/GHz	镜像频率/GHz	VCO 频率/GHz
1	58. 320	8. 331	49. 989	41. 657	16. 663
2	60. 480	8. 640	51. 840	43. 200	17. 280
3	62. 640	8. 949	53. 691	44. 743	17. 897
4	64. 80	9. 257	55. 543	46. 286	18. 514

表 6-8 简要列出了 60GHz 无线电的频率合成方案。虽然相对于源 VCO 来说使用倍频器可以降低本地振荡器的相位噪声，但相对于直接合成 50GHz 或 60GHz 本地振荡器载波来说使用倍数因子这个解决方案更能从整体上降低相位噪声。同样重要的是观察到相比于直接变频来说，两步变频方案自然而然地覆盖了更广范围的频率。

表 6-8 60GHz 收发器应用的频率合成解决方案总结

参考文献	类 型	频段/GHz	带内相位噪声/(dBc/Hz)	相位噪声@1MHz/(dBc/Hz)	功率消耗/mW	技 术
[29]	基本	55. 0 ~ 58. 0	-58. 0	-72. 0	650	SiGe: C
[7]	三倍	50. 0 ~ 59. 0	-83. 5	-87. 5	75 + 86①	0. 13μm SiGe
[30]	基本	46. 0 ~ 51. 0	-63. 5	-72. 0	57	0. 13μm CMOS
[31]	基本	58. 0 ~ 60. 0	—	-85. 1	80	90nm CMOS
[32]	三倍	46. 0 ~ 54. 0	-80. 5	-90. 5	145 + 113①	0. 13μm SiGe
[33]	二倍②	64. 3 ~ 66. 2	—	-84. 0	72	0. 13μm CMOS

① 包括三倍频和输出缓冲的功耗。

② 通过双推式 VCO 而不是两倍频。

6.5 无线电基带接口

6.5.1 宽带信号的模-数转换器和数-模转换器

与之前的无线技术例如802.11a/b/g/n相比，60GHz系统的信道带宽要大10倍或更多。信道带宽的增加，是使数据传输速率超过1Gbit/s的主要原因，它要求系统中的模拟信号-数字信号和数字信号-模拟信号的接口的采样率也同比例增加。为了在802.15.3c标准下（大约为基带850MHz带宽）处理信号的信道带宽，至少必须是1.7Gsps的采样率。然而，信号同步需要保证一定程度的过采样，而且实际中大部分60GHz系统都需要超过2.5Gsps的采样率。

为理解获得转换速度所面临的挑战，及技术演进对预期性能的影响，我们将研究硅集成ADC和DAC的最新趋势。表6-9简要列出了最近5年报道的有关ADC信息，样本频率大于400MHz[34-53]。设计都以技术节点来分组，以便分析性能趋势。由于数据转换操作（类似数字电路）具有高速变化的特性，故对具有在此采样频率范围内的数据转换来说，CMOS技术是很明确的选择。

除了设计比特位数和最大采样频率外，表6-9还包括比特的有效数目（ENOB）和有效分辨带宽（ERBW）。ENOB是由信噪失真比（SNDR）算出来的，SNDR对应于频率等于ERBW（通常是奈奎斯特频率）的输入信号。也就是说，ADC在信号带宽ERBW之上至少拥有x ENOB。为了比较ADC的转换效率，文献中一般用到了质量因数（*FOM*）。

$$FOM=\frac{\text{Powerconsumption}}{(2\text{ERBW})(2^{\text{ENOB}})}[\text{pJ/conv}]$$

高采样率的ADC具有的ENOB性能随输入频率的降低会逐渐下降，这是由于比如时钟抖动，器件间不匹配，和非线性等多种设计缺陷造成的。稳健的ADCs通过接近奈奎斯特频率的ERBW将ENOB接近到设定的比特数上；一般来说这是宽带无线应用所需的ADC性能。

表6-9 ADCs宽带信号处理应用总结

工艺/nm	设计比特	ENOB	最大符号频率/Gsps	ERBW/GHz	功率消耗/mW	FOM/pJ/conv	架构	参考文献
90	5	3.6	3.5	1.00	227	9.18	Flash	[34]
90	7	5.2	0.8	0.30	120	5.48	Folding-Interpolation	[35]
90	6	5.1	10.7	5.00	1600	4.70	Time-interleaved Pipeline	[36]

（续）

工艺/nm	设计比特	ENOB	最大符号频率/Gsps	ERBW/GHz	功率消耗/mW	FOM/pJ/conv	架　构	参考文献
90	6	5.3	1.0	0.50	55	1.37	Two-step Sub-ranging	[37]
90	4	3.7	1.3	0.63	2.5	0.16	Modified flash	[38]
90	6	4.9	0.6	0.33	10	0.52	Time-interleaved	[39]
90	11	8.7	0.8	0.40	350	1.07	Time-interleaved	[40]
90	9	7.0	0.4	0.16	139	3.35	Pipeline	[41]
90	7	6.0	1.1	0.30	46	1.18	Time-interleaved Pipeline	[42]
90	6	4.9	3.5	1.75	98	0.94	Flash	[43]
90	5	4.3	1.8	0.88	2.2	0.66	Folding flash	[44]
90	5	4.6	1.8	0.88	7.6	0.18	Flash	[45]
90	8	6.9	1.3	0.63	207	1.44	Folding flash	[46]
90	6	5.3	2.7	1.35	50	0.47	Flash	[47]
65	5	2.9	0.5	0.25	7.5	2.06	Time-interleaved SAR	[48]
65	6	5.2	0.8	0.40	12	0.41	Flash	[49]
65	6	5.2	5.0	2.50	320	1.75	Flash	[50]
65	4.5	3.8	7.5	3.75	52	0.51	Flash	[51]
45	7	5.4	2.5	1.25	52	0.51	Time-interleaved	[52]
45	6	5.5	1.2	0.60	28.5	0.52	Flash	[53]

值得注意的是，大多数有关ADC的文献中，报道的仅仅是对应于ADC的核心功耗，该核心实际上执行的是转换。实际上，高速ADC需要额外的器件，例如时钟缓冲器（用于模拟和数字信号的驱动以便能通过50Ω接口与外部相连）和稳压器。这些额外电路的性能不仅对ADC工作来说至关重要，对于在电压，制程和温度变化的情况下维持所需的ENOB也是至关重要的。与这些器件相关的功率和硅面积常常比得上ADC核心本身。

为了更好地理解不同技术节点的ADC效率的趋势，图6-5和图6-6列出了ADC FOM作为表6-9设计中的ENOB和ERBW的函数。在这些图表中同样提供了不同技术视角的0.13μm CMOS的ADC。在低等到中等的ENOB（小于5.5bit）和小于1GHz的ERBW中，有几个ADC的FOM小于1pJ/conv。然而，当转换速度和分辨率提高时，效率却成倍下降。

从0.13μm到90nm工艺的过渡涉及ADC架构和校准算法的结合，这种过渡导

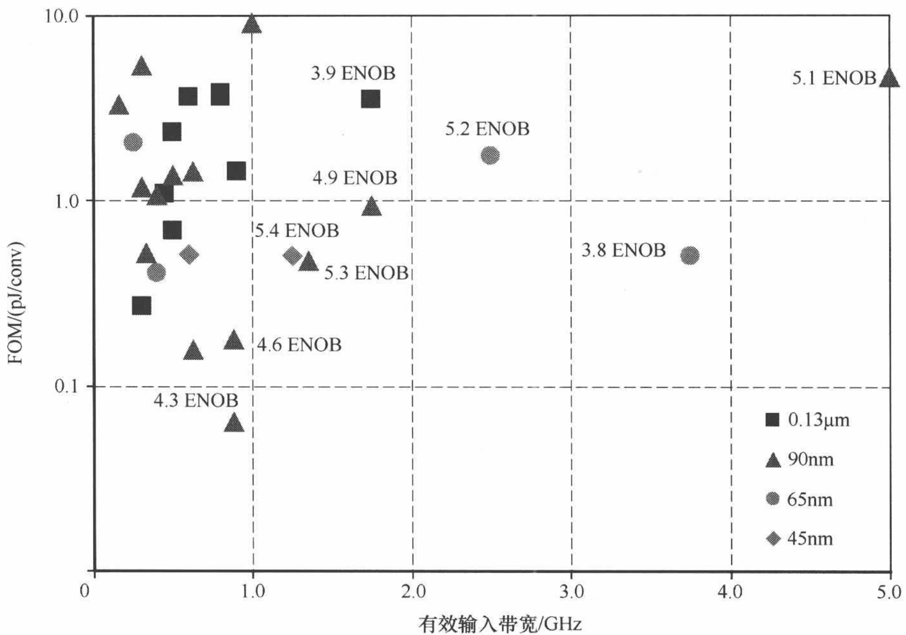


图6-5　不同技术节点的ADC的转换效率与ERBW

致了与ERBW相比转换效率的提高，这可从图6-5中观察到。65nm技术的出现使得ADC可以有更高的采样率[50,51]，但是目前为止对给定的ERBW而言却没有证据说明效率提高。当考虑ENOB（图6-6）的转换效率时，可以看到90nm和65nm技术与0.13μm技术相比的优势是为ADC提供了相对低的分辨率，但对大于5.5dB的ENOB而言却没有此优势。这些观察表明，随着技术工艺的发展，更容易实现高的转换速度（由于较高的f_T和f_{MAX}）；然而，由于电源电压相应的减少及设备不匹配（对比较器和其他ADC电路有害）的增加，使得维持ENOB性能和/或提高整体的转换效率变得很难。

在这种情况下，为让功耗在60GHz系统内达到可以接受的程度，很明显持续不断进行ADC设计的创新成为关键。例如，参考文献［44］（对大约600MHz的ERBW和4ENOB来说只有2.5mW的消耗）中列出的ADC在所有公布的此种速率的ADC中具有最好的转换效率（0.16pJ/conv）并是目前工艺水平的一大进展。对2Gbit/s的QPSK OFDM系统来说，ADC需要大概5ENOB和1GHz的ERBW。到目前为止，仅有两个报道过的ADC满足这些规格[47,52]，并是在0.5pJ/conv的FOM上满足的。有意思的是这些ADC使用了明显不同的技术（90nm和45nm）实现的，但通过采用不同的校准和架构概念却几乎实现了一样的性能。为在处理所需的鲁棒性及60GHz商业系统要求的温度变化下保持这样的性能，需要有进一步的设计创

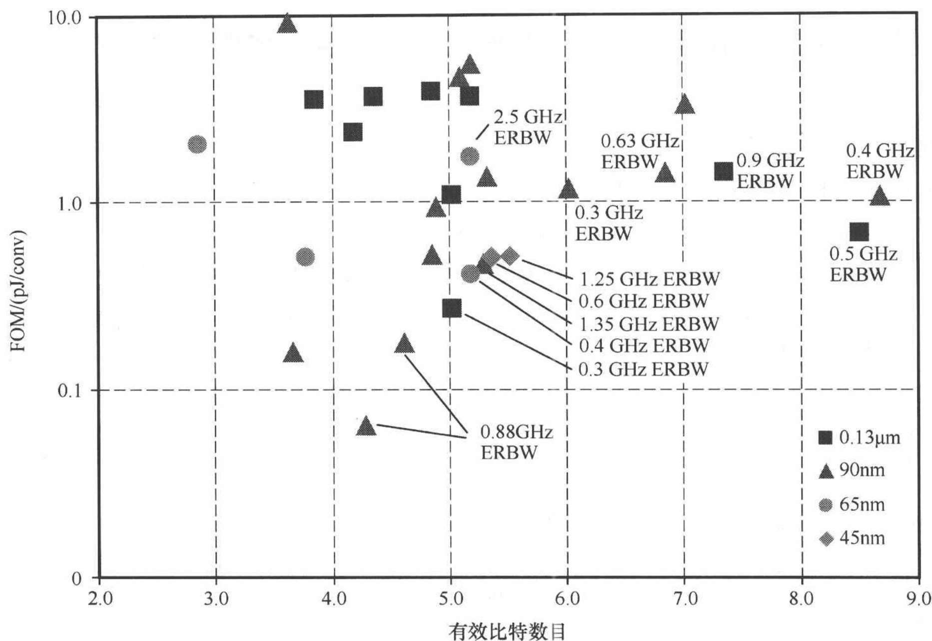


图 6-6　ADC 功耗与不同技术节点的 ENOB 之对比

新并使 32nm 的工艺成为可行。对 3Gbit/s 或更高速率的系统来说，可在同样的 1GHz 宽带上使用 16-QAM OFDM，要求的分辨率大约是 8bit（基于 802.11a 的设计推断）。如果未来的性能水平达到 0.8pJ/conv 的效率水平，相应的 ADC 消耗大约是 400mW。

在本章参考文献中有几个高速 DAC 的例子[54-57]。表 6-10 中列出了一些相关的设计。60GHz 系统中设计的吉比特 OFDM 必需的特性大致包括 50dB 的无杂散动态范围（SFDR，类似 ADC 中 SNDR 性能度量指标）和大于 2GHz 的采样率。参考文献［57］中列出的 DAC 以 180mW 功耗符合这些规范。之前讨论过的 ADC 性能趋势预计与 DAC 的情况类似。

表 6-10　当前工艺最新水平下的高速 DACs 总结

技　　术	设计比特	最大符号速率 /Gs/s	在输出频率上测量的 SFDR	功率/W	参考文献
0.25μm BiCMOS	15	1.2	63dB 在 1.2GHZ	6	［54］
0.35μm CMOS	10	1.0	61 在 490MHz	0.11	［55］
0.18μm CMOS	14	1.4	67dB 在 260MHz	0.4	［56］
65nm CMOS	12	2.9	60 在 550MHz	0.19	［57］

6.5.2 调制器、解调器和模拟信号处理器在吉比特传输中的应用

从上一小节我们可以了解到，随着 ADC/DAC 在千兆赫兹时钟采样率上运行，高速数字调制引擎所要求的资源（设计复杂度，功耗，面积）可能会成为高速无线电集成到便携式设备的一个重要瓶颈。这推动了拥有相对简单的调制方案、权衡频率效率和降低系统的复杂性的集成式调制器和解调器的发展。

在硅集成毫米波集成电路可用之前，基于单片微波集成电路的 60GHz 通信系统已经使用了 OOK[58] 和 BSK[59] 调制器和解调器。这种趋势持续在 60GHz CMOS 收发器设计中，这种收发器采用 SC 调制方案，并在模拟和/或混合信号领域中采用了多种信号处理的功能。在 90nm CMOS 的两个 60GHz 收发器中集成了 OOK 调制器和解调器[60,61]，而在 65nm CMOS 的收发器支持 BPSK[62]。在参考文献［63］的收发器中包括一个发射器中的 QAM 调制器和一个接收路径中的均衡器。与 QPSK、BPSK 和 OOK 调制方式相比，MSK 信号有更高频谱效率的恒定包络调制的优势。而且，如第 1 章所讨论的，在 IEEE802.15.3c 标准中，MSK 作为共同模式调制方式被采用。为实现 MSK 调制的相干检测，在参考文献［64］中提出了混合信号基带集成电路（为了集成在 60GHz 接收机中），并且仅用 55mW 就达到了 1Gbit/s 的传输速率。

作为吉比特数据传输速率综合调制的例子，MSK 调制器主要集成了滑动中频的超外差 60GHz 发射机[65]。图 6-7 是这种调制器的概念框图。跨导器（gm）将正交基带正弦信号转换成电流。数字数据进入调制器后分为两个分支（I 和 Q），并且控制电流的极性。两支路上的电流信号均乘以一个 LO 信号，然后相加。此操作完成了调制过程，并把产生的信号转换成所要求的射频信号，而在超外差无线电中这个射频信号就是可滑动中频信号。

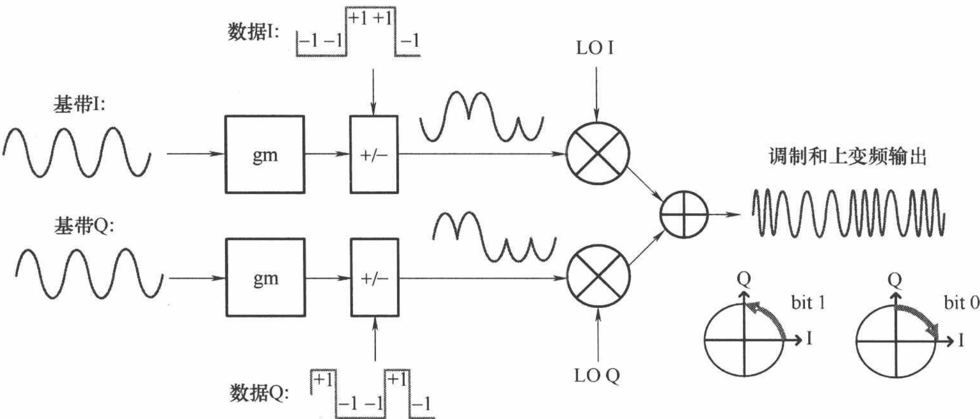


图 6-7 简单的集成调制器的框图

MSK 调制是通过将正交正弦应用到基带 I 和 Q 输入，并且在数据 I 和 Q 线路上采用适当的编码和同步二进制控制信号实现的。为了在输出信号的频率上将信号编成比特流，余弦和正弦脉冲的极性在它们的交叉点处改变。在这个编码的例子中，信息数据 bit1 产生正频率，bit0 产生负频率。图 6-7 中显示了信号在 I/Q 象限边界改变极性。由此产生的 MSK 调制信号具有恒定包络和良好的频谱效率的特性。下面介绍一个具体实例，产生一个 2Gbit/s 的 MSK 数据流，频率为 500MHz 的正交 I/Q 音频信号输入到 MSK 调制器基带的 I/Q 端口，2Gbit/s 数据流被分开并编码成两个 1Gbit/s 的数据流去控制正弦信号的极性。如上所述，因为 MSK 编码当发送一个“1”时会产生正频率，而发送“0”时转变成负的，所以这个信号可以由一个传统的调频鉴频器解调。在参考文献［66］中介绍了调制器和解调器的电路实现细节，包括传输速率高达 2Gbit/s 的演示系统。

参考文献

[1] Reynolds, S., Floyd, B., Pfeiffer, U. and Zwick, T. (2004) 60 GHz transceiver circuits in SiGe bipolar technology. *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, pp. 442–538, February.

[2] Niknejad, A.M. and Hashemi, H. (eds) (2008) *mm-Wave Silicon Technology: 60 GHz and Beyond*. New York: Springer.

[3] http://www.itrs.net/

[4] Jhon, H.-S. et al. (2009) fMAX improvement by controlling extrinsic parasitics in circuit-level MOS transistor. *IEEE Electron Device Letters*, **30**(12), 1323–1325.

[5] Dickson, T.O. et al. (2006) The invariance of characteristic current densities in nanoscale MOSFETs and its impact on algorithmic design methodologies and design porting of Si(Ge) (Bi)CMOS high-speed building blocks. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, **45**(8), 1830–1845.

[6] Alvarado, J., Kornegay, K.T., Dawn, D., Pinel, S. and Laskar, J. (2007) 60-GHz LNA using a hybrid transmission line and conductive path to ground technique in silicon. *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, pp. 685–688, June.

[7] Reynolds, S., Floyd, B., Pfeiffer, U., Beukema, T., Grzyb, J., Haymes, C., Gaucher, B. and Soyuer, M. (2006) A silicon 60 GHz receiver and transmitter chipset for broadband communications. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, **41**(12), 2820–2831.

[8] Doan, C.H., Emami, S., Niknejad, A.M. and Brodersen, R.W. (2005) Millimeter-wave CMOS design. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, **40**(1), 144–155.

[9] Lo, C.-M. et al. (2006) A miniature V-band 3-stage cascode LNA in 0.13 um CMOS. *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, pp. 1254–1263, February.

[10] Yao, T., Gordon, M.Q., Tang, K.K.W., Yau, K.H.K., Yang, M.-T., Schvan, P. and Voinigescu, S.P. (2007) Algorithmic design of CMOS LNAs and PAs for 60-GHz radio. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, **42**(5), 1044–1057.

[11] Heydari, B., Bohsali, M., Adabi, A. and Niknejad, A.M. (2007) Millimeter-wave devices and circuit blocks up to 104 GHz in 90 nm CMOS. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, **42**(12), 2893–2903.

[12] Cohen, E., Ravid, S. and Ritter, D. (2008) An ultra low power LNA with 15 B gain and

4.4 dB N in 90 nm CMOS process for 60 GHz phase array radio. *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, pp. 61–64, June.

[13] Weyers, C. et al. (2008) A 22.3 dB voltage gain 6.1 dB NF 60 GHz LNA in 65 nm CMOS with differential output. *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, pp. 192–193, February.

[14] Varonen, M., Kärkkäinen, M., Kantanen, M. and Halonen, K.A.I. (2008) *Millimeter-wave integrated circuits in 65-nm CMOS*. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, ***43*** *(9), 1991–2002*.

[15] Natarajan, A. et al. (2008) A 60 GHz variable-gain LNA in 65 nm CMOS. *IEEE Asian Solid-State Circuits Conference*, pp. 117–120, November.

[16] Do, V.-H., Subramanian, V., Keusgen, W. and Boeck, G. (2008) A 60 GHz SiGe-HBT power amplifier with 20% PAE at 15 dBm output power. *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, **18**(3), 209–211.

[17] Wang, C. et al. (2006) A 60 GHz transmitter with integrated antenna in a 0.18 μm SiGe BiCMOS technology. *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, pp. 186–187, February.

[18] Valdes-Garcia, A. et al. (2007) A 60 G GHz class-E power amplifier in SiGe. *IEEE Asian Solid-State Circuits Conference*, pp. 199–202, November.

[19] Pfeiffer U.R. and Goren, D. (2007) A 20 dBm fully-integrated 60 GHz SiGe power amplifier with automatic level control. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, **42**(7), 1455–1463.

[20] Wicks, B. et al. (2008) A 60-GHz fully-integrated Doherty power amplifier based on 0.13-um CMOS process. *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, pp. 65–68, June.

[21] Tanomura, M. et. al. (2006) TX and RX front-ends for 60 GHz band in 90 nm standard bulk CMOS. *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, pp. 558–559, February.

[22] Chowdhury, D., Reynaert, P. and Niknejad, A.M. (2009) Design considerations for 60 GHz transformer-coupled CMOS power amplifiers. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, **44**(10), 2733–2744.

[23] LaRocca, T., Liu, J.Y.-C. and Chang, M.-C.F. (2009) 60 GHz CMOS amplifiers using transformer-coupling and artificial dielectric differential transmission lines for compact design. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, **44**(5), 1425–1435.

[24] Valdes-Garcia A. et al. (2008) 60 GHz transmitter circuits in 65 nm CMOS. *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, pp. 641–644, June.

[25] Chan, W.L. and Long, J.R. (2010) A 58–65 GHz neutralized CMOS power amplifier with PAE above 10% at 1-V supply. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, **45**(3), 554–564.

[26] Raczkowski, K., Thijs, S., De Raedt, W., Nauwelaers, B. and Wambacq, P. (2009) 50-to-67 GHz ESD-Protected Power Amplifiers in Digital 45 nm LP CMOS. *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, pp. 382–383, February.

[27] Pfeiffer U.R. and Goren, D. (2007) A 23 dBm 60 GHz distributed active transformer in a silicon process technology. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **55**(5), 857–865, May.

[28] Bohsali, M. and Niknejad, A.M. (2009) Current combining 60 GHz CMOS power amplifiers. *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, pp. 31–33, June.

[29] Winkler, W., Borngräber, J., Heinemann, B. and Herzel, F. (2005) A fully integrated BiCMOS PLL for 60 GHz wireless applications. *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, pp. 406–407, February.

[30] Cao, C., Ding, Y. and O, K.K. (2006) A 50-GHz PLL in 130-nm CMOS. *IEEE Custom Integrated Circuits Conference*, pp. 21–24, September.

[31] Lee, C. and Liu, S.-I. (2007) A 58-to-60.4 GHz frequency synthesizer in 90 nm CMOS. *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, pp. 196–197, February.

[32] Floyd, B. (2007) A 15 to 18-GHZ programmable sub-integer frequency synthesizer for a 60-GHz transceiver. *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, pp. 529–532, June.

[33] Tsai, K.-H. (2008) A digitally calibrated 64.3-66.2 GHz phase-locked loop. *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, pp. 307–311, June.

[34] Park, S. Palaskas, Y., Ravi, A., Bishop, R.E. and Flynn, M.P. (2006) A 3.5 GS/s 5-b flash ADC in 90 nm CMOS. *IEEE Custom Integrated Circuits Conference*, pp. 489–492, September.

[35] Makigawa, K., Ono, K., Ohkawa, T., Matsuura, K. and Segami, M. (2006) A 7 bit 800 Msps 120 mW folding and interpolation ADC using a mixed-averaging scheme. *IEEE Symposium on VLSI Circuits*, pp. 15–17, June.

[36] Nazemi, A. et al. (2008) A 10.3 GS/s 6 bit (5.1 ENOB at Nyquist) time-interleaved/pipelined ADC using open-loop amplifiers and digital calibration in 90 nm CMOS. *IEEE Symposium on VLSI Circuits*, pp. 18–19, June.

[37] Figueiredo, P.M. et al. (2006) A 90 nm CMOS 1.2 V 6 b 1 GS/s two-step subranging ADC. *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, pp. 2320–2321, February.

[38] Der Plas, G.V., Decoutere, S. and S. Donnay, S. (2006) A 0.16 pJ/conversion-step 2.5 mW 1.25GS/s 4b ADC in a 90 nm digital CMOS process. *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, pp. 2310–2311, February.

[39] Draxelmayr, D. (2004) A 6 b 600 MHz 10 mW ADC array in digital 90 nm CMOS. *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, pp. 264–255, February.

[40] Hsu, C.-C., Huang, F.-C., Shih, C.-Y., Huang, C.-C., Lin, Y.-H., Lee C.-C. and Razavi, B. (2007) An 11 b 800 MS/s time-interleaved ADC with digital background calibration. *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, February.

[41] Peach, C.T., Ravi, A., Bishop, R., Soumyanath, K. and Allstot, D.J. (2005) A 9-b 400 Msample/s pipelined analog-to-digital converter in 90 nm CMOS. *IEEE European Solid-State Circuits Conference*, pp. 535–538, September.

[42] Hsu, C-C. et al. (2007) A 7 b 1.1 GS/s reconfigurable time-interleaved ADC in 90 nm CMOS. *IEEE Symposium on VLSI Circuits*, pp. 66–67, June.

[43] Deguchi, K. (2007) A 6-bit 3.5-GS/s 0.9-V 98-mW flash ADC in 90 nm CMOS. *IEEE Symposium on VLSI Circuits*, pp. 64–65, June.

[44] Verbruggen, B. et al. (2009) A 2.2 mW 5 b 1.75 GS/s folding flash ADC in 90 nm digital CMOS. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, **44**(3), 874–882.

[45] Verbruggen, B. et al. (2008) A 7.6 mW 1.75 GS/s 5 bit flash A/D converter in 90 nm digital CMOS. *IEEE Symposium VLSI Circuits*, pp. 14–15, June.

[46] Yu, H. and Chang, M.-C.F. (2008) A 1-V 1.25-GS/s 8-bit self-calibrated flash ADC in 90-m digital CMOS. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II*, **55**(7), 668–672.

[47] Nakajima, Y., Sakaguchi, A., Ohkido, T., Kato, N., Matsumoto, T. and Yotsuyanagi, M. (2010) A background self-calibrated 6 b 2.7 GS/s ADC with cascade-calibrated folding-interpolating architecture. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, **45**(4), 707–718.

[48] Ginsburg, B.P. and Chandrakasan, A. (2006) A 500 MS/s 5 b ADC in 65 nm CMOS. *IEEE Symposium on VLSI Circuits*, pp. 140–141, June.

[49] Chen, C.-Y. (2008) A low power 6-bit flash ADC with reference voltage and common-mode calibration. *IEEE Symposium on VLSI Circuits*, pp. 12–13, June.

[50] Choi, M. (2008) A 6-bit 5-GSample/s Nyquist A/D converter in 65 nm CMOS. *IEEE Symposium on VLSI Circuits*, pp. 16–17, June.

[51] Chung, H., Rylyakov, A., Deniz, Z.T., Bulzacchelli, J., Wei, G.-Y. and Friedman, D. (2009) A 7.5-GS/s 3.8-ENOB 52-mW flash ADC with clock duty cycle control in 65 nm CMOS. *IEEE Symposium on VLSI Circuits*, pp. 268–269, June.

[52] Alpman, E., Lakdawala, H., Carley, L.R. and Soumyanath, K. (2009) A 1.1 V 50 mW 2.5 GS/s 7 b time-interleaved C-2C SAR ADC in 45 nm LP digital CMOS. *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, pp. 76–77, February.

[53] Veldhorst, P. et al. (2009) A 0.45 pJ/conv-step 1.2 Gs/s 6 b full-Nyquist non-calibrated flash ADC in 45 nm CMOS and its scaling behavior. *IEEE European Solid-State Circuits Conference*, pp. 464–467, September.

[54] Jewett, B., Liu, J. and Poulton, K. (2005) A 1.2 GS/s 15 b DAC for precision signal generation. *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, pp. 110–111, February.

[55] Van de Bosch, A., Borremans, M.A.F., Steyaert, M.S.J. and Sansen, W. (2001) A 10-bit 1-GSample/s Nyquist current-steering CMOS D/A converter. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, **36**(3), 315–324.

[56] Schafferer, B. and Adams, R. (2004) A 3V CMOS 400 mW 14 b 1.4 Gs/s DAC for multi-carrier applications. *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, pp. 360–361, February.

[57] Lin, C.-H. et al. (2009) A 12 bit 2.9 GS/s DAC with IM3< − 60 dBc beyond 1 GHz in 65 nm CMOS. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, **44**(12), 3285–3293.

[58] Ohata, K. et al. (2002) Wireless 1.25 Gb/s transceiver module at 60 GHz band. *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, pp. 236–237, February.

[59] Sarkar, S., Yeh, D.A., Pinel, S. and Laskar, J. (2006) 60-GHz direct-conversion gigabit modulator/demodulator on liquid-crystal polymer. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **54**(3), 1245–1252.

[60] Juntunen, E. et al. (2010) A 60-GHz 38-pJ-bit 3.5-Gb/s 90-nm CMOS OOK digital radio. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique*. **52**(2), 348–355.

[61] Lee, J., Chen, Y. and Huang, Y. (2010) A low-power low-cost fully-integrated 60-GHz transceiver system with OOK modulation and on-board antenna assembly. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, **45**(2), 264–275.

[62] Tomkins, A., Aroca, R.A., Yamamoto, T., Nicolson, S.T., Doi, Y. and Voinigescu, S.P. (2009) A zero-IF 60 GHz 65 nm CMOS transceiver with direct BPSK modulation demonstrating up to 6 Gb-s data rates over a 2 m wireless link. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, **44**(8), 2085–2099.

[63] Marcu, C. et al. (2009) A 90 nm CMOS low-power 60 GHz transceiver with integrated baseband circuitry. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, **44**(12), 3434–3447.

[64] Sobel, D.A. and Brodersen, R.W. (2009) A 1 Gb/s mixed-signal baseband analog front-end for a 60 GHz wireless receiver. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, **44**(4), 1281–1289.

[65] Reynolds, S., Valdes-Garcia, A., Floyd, B., Gaucher, B., Liu, D. and Hivik, N. (2007) Second generation transceiver chipset supporting multiple modulations at Gb/s data rates. *IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting*, pp. 192–197, October.

[66] Valdes-Garcia, A., Reynolds, S. and Beukema, T. (2007) Multi-mode modulator and frequency demodulator circuits for Gb/s data rate 60 GHz wireless transceivers. *IEEE Custom Integrated Circuits Conference*, pp. 639–642, September.

第7章　单载波系统的硬件实现

Yasunao Katayama

7.1　介绍

定义空中接口规范的各种无线标准并不是从链路的发射端考虑的，这主要是因为系统的整体性能往往取决于接收端的设计[⊖]。在60GHz系统中，由于面临诸多现实的挑战使得这种情况变得更加明显。载波频率和数据传输速率都比传统的无线系统（如5GHz）的无线局域网要高一个数量级。因此，类似于传统无线系统里存在的恢复信道失真问题和在60GHz系统中涉及的无线电射频（RF）以及一些相关基带电路（如数据转换器等）的问题，在目前主流的仿真环境（如MATLAB）中进行仿真时会和在理想模型下会表现出不同的性能。

在本章中，我们将讨论单载波（SC）系统实现的例子，首先用有完整数字基带系统模型的实现为例，一个是非相关检测系统，另一个是差分相关检测系统。以这些系统作为早期研究设计阶段的原型，它们为采用数字基带技术的多吉比特无线系统设计提供了重要的技术支持。在非相关演示系统里描述的调制格式已经被IEEE802.15.3c采纳为通用/强制模式。然而，采用的帧格式，包括随机误差和丢包数据前向纠错（FEC）恢复，都是早期RF原型中为补偿非理想特性的自定义实现（非标准）。然后，在给出测试和评估结果后，我们将讨论如何实现一种更先进的单载波系统，它能够兼容给定的标准，如IEEE802.15.3c。

我们认为，利用单载波调制方案，当采用非相关检测时，一种在视距（LOS）信道环境下的低功耗、低成本的60GHz系统的实现是可行的；当采用相关检测时，利用先进信号处理技术也可以使系统实现高性能。

这里讨论的所有可执行的例子都是基于现场可编程门阵列（FPGA）平台。与非实时软件基带系统实现相比，FPGA可以测试一些更接近现实的设计，验证不同的实时反馈回路。与特定应用集成电路（ASIC）的设计相比，基于FPGA的设计方法有助于减少在未知信道特性和RF特性以及不断变化的标准的情况下的设计风险。此设

⊖ 笔者在此要感谢在IBM毫米波研究团队中的一起合作的同事，感谢他们在处理本章讨论的这些极具挑战性的问题中的辛勤付出。

计方案可以很容易地转化到ASIC从而得到最终产品，这对于节省成本和降低功耗来说是一个很有效的设计。更多非相关和差分相关系统实现的细节读者可以参阅参考文献［1，2］，更多关于相关检测的先进单载波系统的细节可以参阅参考文献［3-5］。

本章结构安排如下。7.2节简要介绍了单载波系统的优势和面临的挑战，特别是在它的实现方面。7.3节和7.4节分别介绍了非相关检测系统和差分相关检测系统的设计。在7.5节介绍完上述这些系统的测试和评估结果后，我们将在7.6节中讨论一种更先进的分组相关检测单载波系统，它能够符合IEEE802.15.3c的单载波标准。在第7.7节给出相关结论。

7.2 单载波系统的优点和挑战

假设在60GHz频段要为每个信道分配超过1GHz的带宽，单载波系统调制方案会是一个自然的选择。事实上，在60GHz系统的实现上，单载波系统比多载波系统具有更多的优势。首先，它们对无线电的设计要求不严格。这是因为单载波系统对非线性的功率放大器和射频相位噪声（如第5章中所述，见5.4节）通常都不太敏感。其次，单载波系统在设计数据转换器时需要很少的有效比特数（ENOB）。非相关检测系统有时可以不使用数据转换器。最后，在性能和复杂性方面，单载波系统的设计点是可以选择的，它可以涵盖更广阔的应用范围。鉴于在电池供电设备中实现正交频分复用（OFDM）模式仍然具有挑战性，每一个60GHz的设备应该都支持单载波模式，包括那些在OFDM模式下的设备，以便在不同的设备中实现通信。如同第6章中所述，未来的技术演进是要寄希望于数字集成度和性能的提高，而不是通常所说的模拟/射频性能。出于这个原因，考虑到RF的非理想特性，60GHz OFDM和单载波系统所面临的挑战预计不会在未来发生显著改变。

另一方面，在60GHz单载波系统中，载波恢复和符号定时恢复问题都需要慎重考虑。虽然射频前端能较容易地实现载波相位和频率恢复，或者当利用非相关检测时可以不考虑载波相位和频率恢复，但基带仍需要解决超过每秒千兆符号的符号定时恢复问题，如图7-1所示。由于发射端和接收端时钟的偏移和抖动，采样点可能偏移。模拟定时恢复，例如利用时钟数据恢复（CDR），并不总是起到作用，特别是在分组传输系统中。另一方面，具有大量过采样的数字定时恢复将增加数据转换器的成本和功耗。此外，接收到的信号要受到频谱模板要求和无线电固有特点的限制，合适的消除符号间干扰（ISI）的均衡方案将会随着调制指数的增加越来越重要。另外，虽然利用波束形成天线技术能够减少符号间干扰，但信道多径效应还是会导致额外的符号间干扰。由于单载波系统需要在不将数据流分成多个子载波的情况下传输吉比特的数据流，因此典型的信道时延扩散时间往往是大于符号周期的。不过，只要多径效应的影响能够得到控制，相关带宽就会很大（即信道的高

频率选择性），空信道的频率响应就不会处在严重衰落之中，单载波系统在多个符号之间通过扩频效应就能够表现出良好的性能。特别值得注意的是，这个结论与信道是否视距无关。

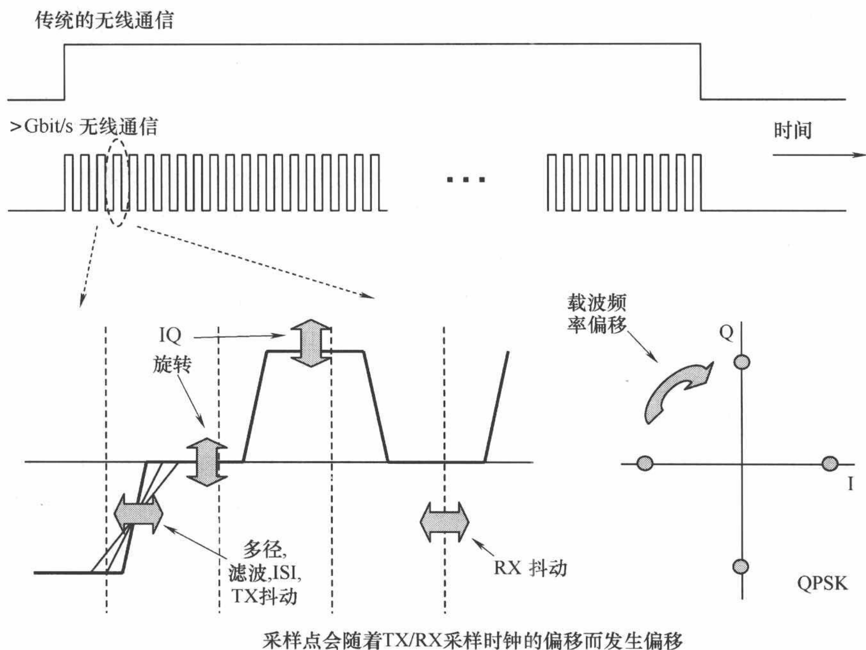


图 7-1　无线系统中处理传输速率超过吉比特数据时面临的挑战（正交解调器输出波形的干扰）

7.3　非相关检测的系统设计㊀

在非相关检测中，接收机并没有考虑载波的相位。在文献中有三种已知的非相关技术：幅移键控（ASK）的包络检波、二进制相移键控（DBPSK）差分检测和频移键控/最小频移键控（FSK/MSK）的鉴频器检测[6]。尽管在 ASK 或 FSK 中一些简单的实现技术并不需要使用模拟到数字（ADC）或数字到模拟（DAC）的转换技术，但它们往往会造成很糟糕的频谱效率。例如，二进制的 FSK 调制方案效率是 0.5bit/Hz，对它来说吉比特的传输就是一种浪费。因此，我们决定使用带有一些内置模拟滤波功能的 π/2 BPSK 技术和 MSK 技术。

㊀ 转载获得© 2006，2008IEEE 授权。

这里考虑了两种方法。一种是设计一个具有 MSK 专用调制功能的基带发射机。MSK 是一种具有恒定包络和可接受的频谱效率的调制技术[7]。MSK 未经滤波的频谱比 ASK 或 BPSK 调制更加紧密。为了产生可以使用标准 I/Q 接口的 MSK 波形需要半正弦脉冲的速率要高于吉比特的数据传输速率，而这就要用到更高速的数-模转换器。通过将调制功能转化为射频芯片和基带 FPGA 电路两部分，利用两个额外的时钟输出电路从基带到射频通过标准 I/Q 接口的方法可以解决上面这个问题。射频设计部分的具体细节可以参考本书第 6 章和本章参考文献 [8]。

另一种方法是利用具有标准 I/Q 接口的无线发射机，但是设计成基带会使得正交相移键控（QPSK）临近传输的星座点能够产生类似 MSK 调制信号。这种方法可以看做是一种简单的产生 π/2 的 BPSK 信号的途径，因为如果其中一个点相对于其他的点旋转了 π/4，它们是相同的。在接收机端，I/Q 相位旋转。这种方法并不需要三态的 I/Q 信号或者一个 π/2 的芯片级旋转。利用适当的滤波器，π/2 BPSK 的调制方式可以产生与 MSK 兼容的信号，详见参考文献 [9]。

图 7-2 所示的原型演示系统是为了对两种方法进行验证。它从相机或其他设备中获取 DVI 格式的高清视频流，从 SiGe 射频发送模块传输到接收模块，并在每个 FPGA 部分都对基带信号进行适当的处理，最终将视频输出到支持 DVI 输入的高清显示器中。它的功能就像是一个 DVI 至 DVI 的电缆。图 7-3 显示了更详细的发送/接收基带框图。每一个基带部分都包括一个单个 FPGA（Xilinx Vertex-Ⅱ Pro XC2VP50）和外部 DVI 接口芯片以及位于演示板上的视频缓存。

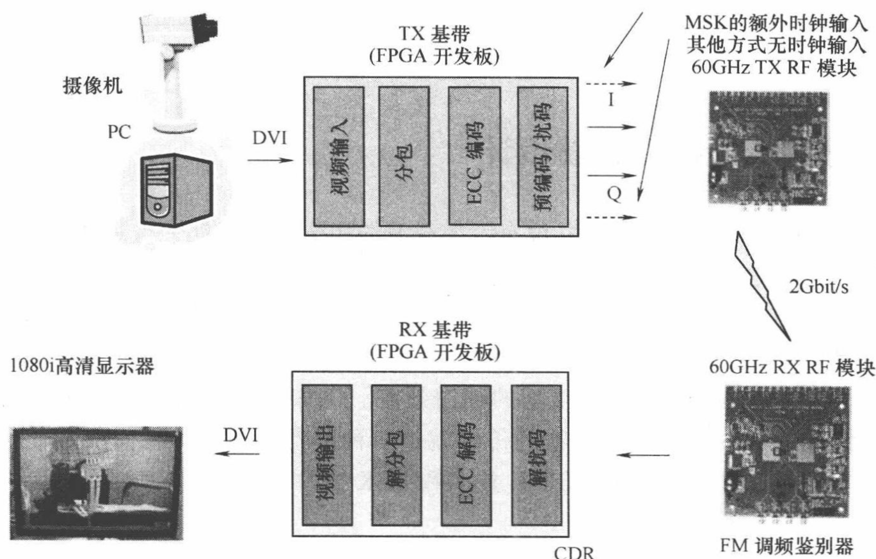


图 7-2　非相干检测系统的高传输速率框图

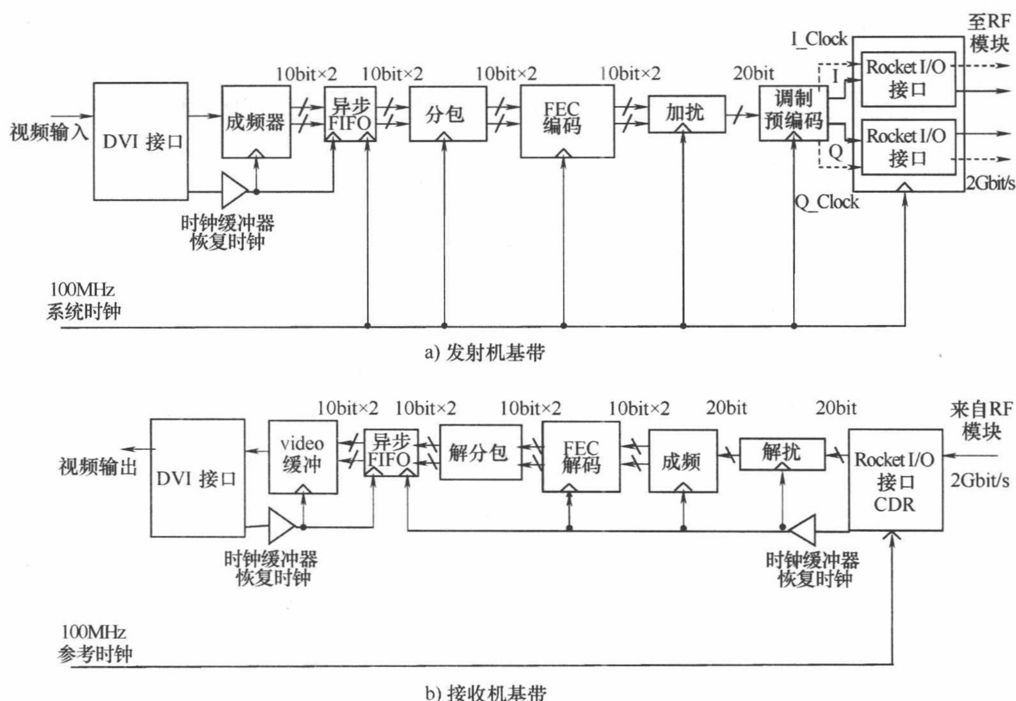


图7-3　非相干基带DVI视频输入/输出的详细框图

基带输入和输出格式如图7-4所示。在发送端，视频源产生无压缩的高清视频流，并以DVI格式输出。视频流的图像要转换成1080i的信号（30Hz帧速率，YCbCr=4:2:2，10位像素深度），如果有需要的话，会通过异步FIFO传递给分包。分包会对视频流在100MHz的20位宽度进行处理，并将它分割成一对300位的数据包。

在纠错码（ECC）编码模块添加了奇偶校验符号。因为有一些由射频和信道部分的障碍和干扰引起的错误模式的不确定性，我们设计了一个实验性的码字的配置，可以恢复随机误差和数据包丢失。这个方案同时适用于非相关检测和差分相关检测系统。对于随机误差校正，我们使用一个BCH（350，300）码，这样可以纠正至多5个随机比特错误以及由于使用基于符号的部分重叠块（POB）码（POB（150；149；3））引起的突发错误和数据包丢失[10]。所有的码字都是建立在GF（210）上，并结合形成级联码。传输的数据在经过适当的预编码和加扰（x^9+x^4+1）后通过FPGA的高速I/O端口传送到发射机射频模块。我们会避免使用卷积码，因为卷积码的速率很低，而且如果没有深交织其突发纠错能力是很有限的。我们采用的以块编码为基础的方法能够保证即使在高码率的随机和突发/分组错误的情形下仍具有良好的纠错性能。图7-5中给出了BCH（350，300）和POB（150，149；

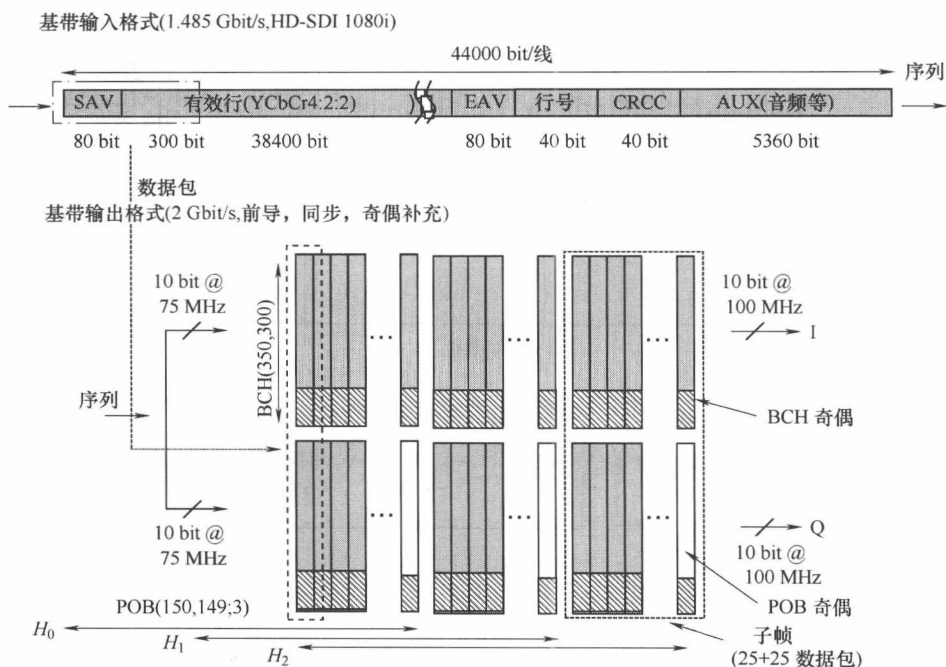


图7-4　发射机输入/输出格式（上面显示的输入DVI流分成两个数据流，并增加了内外码的奇偶校验数据）

3）的详细配置。对于目前的POB码，一个$n=150$的符号帧将被分为$s=3$个子帧（每个都包含$n/s=50$个符号：分别是I的25个数据包和Q的24个数据包+1个奇偶校验包）和一组三个（150，149）Reed-Solomon（RS）码（其奇偶校验条件分别由1，α和α^2产生）用来恢复丢失的数据包。

接收机基带也包括一个单个的FPGA电路部分，如图7-3所示。电路中没有使用ADC板，FM鉴频器输出的数字信号将会传输到FPGA部分中的CDR处。时钟和数据分离开后，信号将会被重新映射和解扰。BCH的内部解码器将会纠正随机错误，检测损坏的数据包，并将信号传递到外部解码器。外部解码器会从内部解码器传来的错误数据包信号为基础的数据包中恢复。在随机纠错和数据包恢复后，在奇偶校验符号从数据包中剥离出来后，数据包会被重新组成视频行的格式。类似于发射机基带，信号通过异步FIFO方式传递来调整时钟频率差异。如果循环冗余校验和不匹配，特定的视频行将被丢弃，视频会追溯到最后一次正确接收的那一行。视频输出部分会转换成DVI格式的视频流，并输出到HDTV显示器。

图7-5所示的是一个解码器框图，BCH的内部解码器纠正随机错误，检测损坏的数据包并将信号传递到外部解码器中。BCH解码电路由综合计算单元、错误

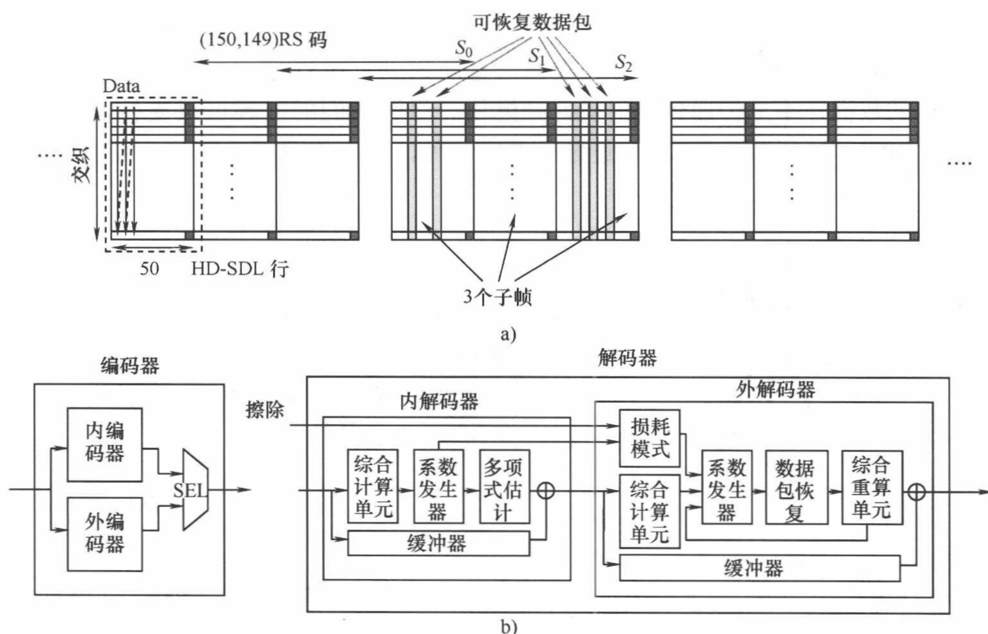


图 7-5　a) POB (150, 149; 3) 使用 3 个由 (1, α, α^2) 组成的 RS 码 (150, 149)。在每个子帧的边界解码，每个帧增加 3 个奇偶校验包但最多每帧可恢复出 5 个数据包。b) 解码器的框图，包括随机纠错的内码解码器和数据包恢复的外码解码器

定位多项式生成单元和钱氏搜索单元构成。外部解码器将从内部解码器中错误的数据包信号恢复出数据包。

虽然非相干检测系统可以利用 CDR 在相对干净的信道环境中实现从低成本和低功耗的流媒体应用恢复出比特定时，但对一个给定的带宽而言最大数据速率往往是会减少一半。这是因为我们不能有效分离出在同相（I）信道和正交（Q）信道中传输的信息。此外，缺乏数据转换器也不允许我们实现更先进、更稳健的基带信号处理技术，从而解决由于不可忽略的多径效应等带来的影响。而且，尽管每包符号载波相位恢复不是必须的，但对数据包传输系统来说每包符号定时恢复仍是需要的，符号定时采集也需要利用数字技术进行提高。

7.4　差分相关检测的系统设计⊖

考虑到上述方面，我们可以设计一种系统代替上面的系统。图 7-6 显示了设计

⊖ 转载得到© 2007IEEE 授权。

的差分相关演示系统的框图。DQPSK调制是一种2bit/符号的相位调制方案，它能够将两个数据包流里的差分编码二进制信息映射到I和Q信道中。这些信号将以1Gbit/s的数据速率被传递到发射机射频模块。尽管我们的射频可以支持其他（如ASK和BPSK等）调制方法，但还是很难在这种情况下使数据分别在I和Q信道中传输。

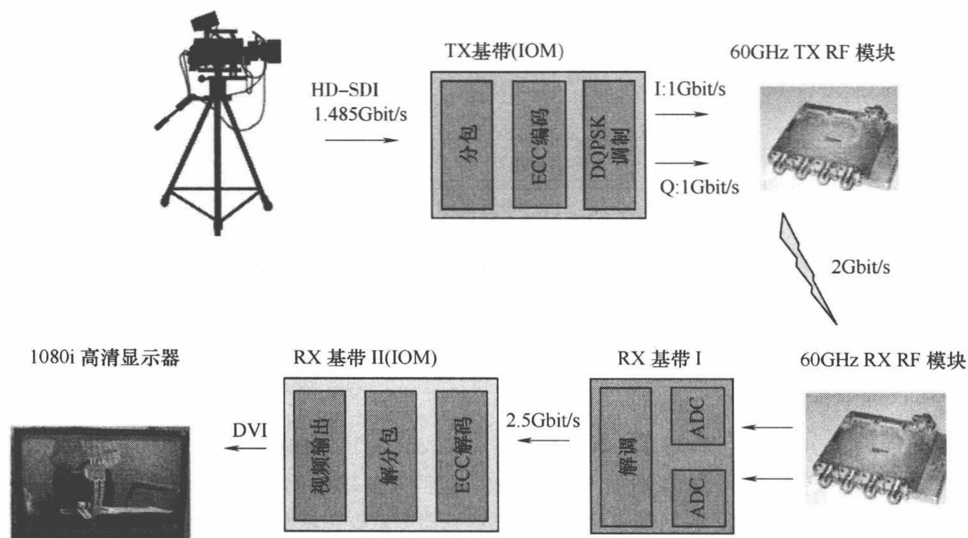


图7-6 DQPSK演示系统概述（一个在60GHz SiGe无线链路上传输的2Gbit的数据流）

与非相关检测系统类似，该系统从相机中提取出高清图片，经过基带信号处理后通过SiGe射频模块进行传输，并输出到高清显示器中。尽管利用高速ADC数字采样的方法能够使我们采用更先进的信号处理技术，但接收端定时恢复会变得更加困难，引起更频繁的同步/突发错误。因此，我们增加了前导和分布式同步模式，以帮助当数据传递到DQPSK调制模块时恢复定时信息，如图7-7所示。在上一节中描述的FEC设计开发部分会对这些方面有所帮助，在其他方面，发射机的设计采用的就是简单的DQPSK基带设计。

接收机基带由两块板组成。一块是具有2Gsps 10位高速ADC芯片（Qinetiq VXS1）和Xilinx公司的Vertex-Ⅱ Pro XC2VP50 FPGA的Neptune板。在FPGA中包含DQPSK的解调电路和同步电路。另一块是另一种输入/输出模块（IOM）板，包含有适用于随机误差纠正和数据包恢复、数据包分解和视频输出模块的ECC解码器。两块板子通过8B/10B编码的2.5Gbit/s串行线连接。

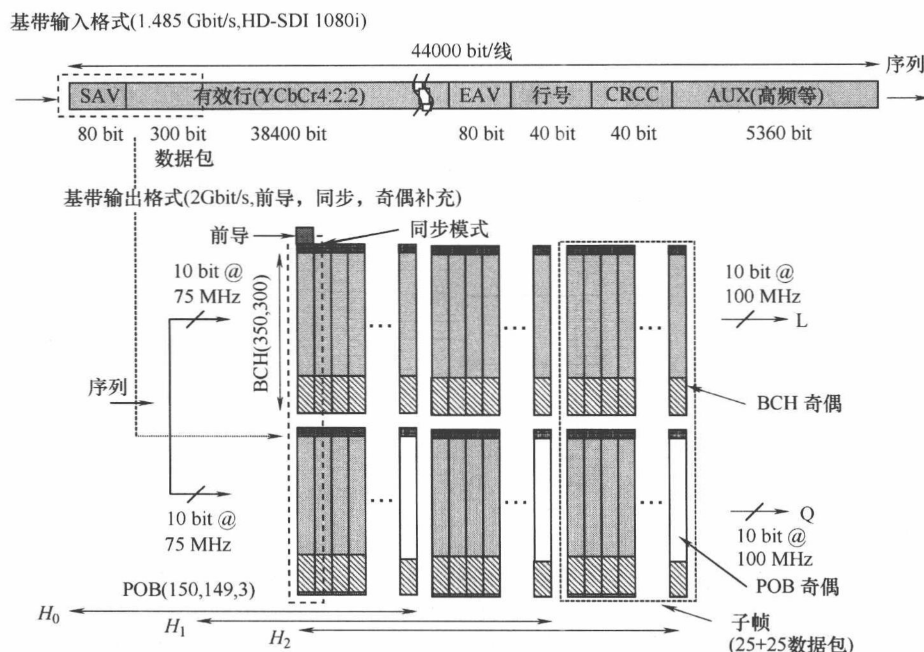


图7-7　发射机基带输入/输出格式（图中显示了输入的高清晰度串行数字接口流是分成两个数据流的数据包，并将前导、同步和奇偶校验数据都加入到内码和外码中）

现在我们给出解调器电路的具体细节。经过适当的增益调整，数字数据从接收端I和Q信号中通过第一次2Gbit/s（2×采样）的采样恢复出来，然后在调整I/Q平面的相位旋转之后就可以从采样信号中恢复出原始数据。由计算前导和同步模式的偏移采样点的相关值来确定采样位置。图7-8所示的是一个已经应用的有效插值方案。在两个采样点（A和C）之间计算相关值。如果这些修正值太接近，我们可以认为接近采样点B的更合适的采样点。因此，输出数据是通过在A和C之间插值产生的。这个方案避免了在4个不同的点（两个采样点，两个插值点）上计算相关值，这样电路的大小和功耗都可以降低。

然后解调输出将被传递到另一个基带板（输出IOM板），在这里我们将对随机错误和数据包丢失引起的误差进行错误纠正和数据恢复。

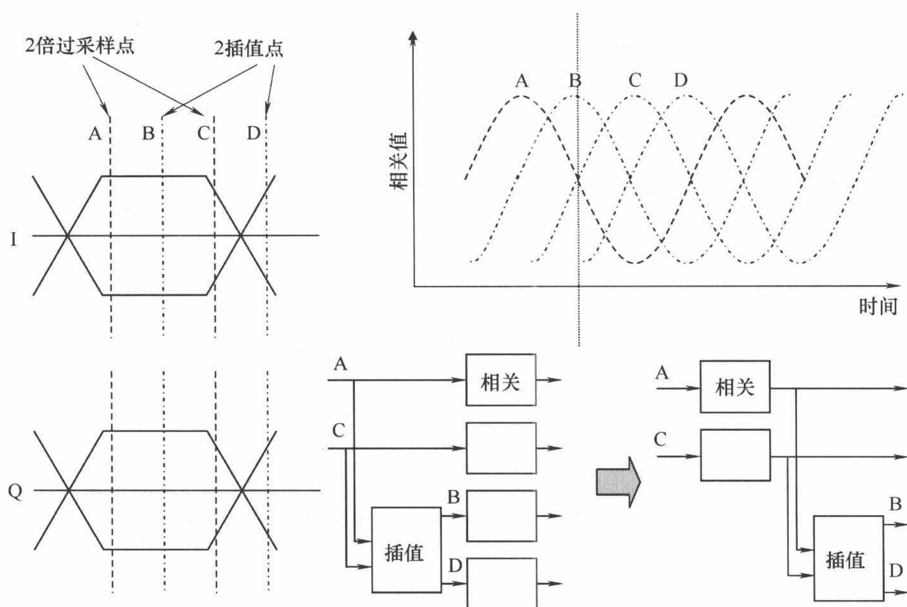


图7-8　解调器模块中简单而有效的引入插值的符号定时恢复技术（利用插值点B和D，再加上采样点A和C，可以提供更稳定的结果。同步相关值计算后进行插值可以降低电路大小和功耗。为简单起见，I和Q信道的混合信号将被忽略）

7.5　测试和评估[⊖]

图7-9显示了我们传输未压缩视频流的演示系统装置。为了得到一个成功的演示效果，我们将演示过程的创建和测试分成三个步骤：首先对基带设计部分通过有线连接进行测试，然后对无线测试增加无线电模块，最后对视频I/O进行端到端的测试和测量。

在差分相关系统中，基带的测试是在I和Q信号经过适当的衰减后将其由发射器输出连接到接收器输入。在非相关系统中，发射器端接口将更改为有线测试。由于这个演示系统是建立在射频和基带物理分离的方式上，所以它们对I和Q信道的电缆长度很敏感。它们需要完全匹配，否则信号的星座分布会受到严重的影响。这一步也有助于我们找到数字基带设计的各种错误，例如连接到射频模块之前数据包封装成帧和编码。在无线环境中，要从固有的比特错误中分离出隐藏的逻辑错误通常是很难的，而且可控制信道环境下的有线传输也会在长时间不运行逻辑仿真的情

⊖　转载获得© 2007，2008IEEE授权。

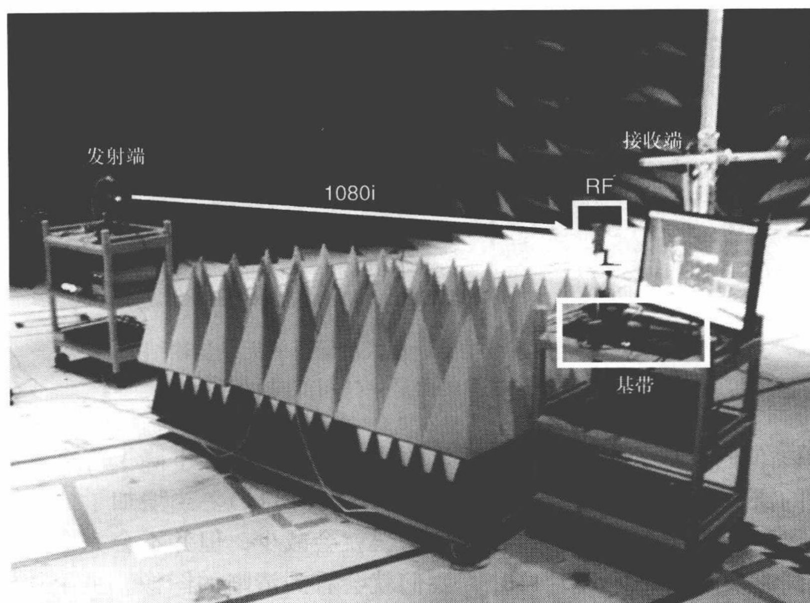


图 7-9　无线电电波暗室里的无线传输演示系统
（相机附着在发射端，这里并未显示）

况下，被强制加快调试阶段。

在有线配置的基带操作确认后，系统增加了射频模块，并利用射频模块对一些测试模式进行了测试。同样，电缆长度也需要进行仔细的调整。通过合适的软件工具我们可以检测到 FPGA 中的信号，从而能够验证信号的传输。数据的收集可以通过使用 ADC 板的数据采集能力来完成。

最后，信号源转换到了相机，端到端系统也最终得到了验证。纵观我们的演示设计经历，我们可以发现 FPGA 平台确实可以帮助调整设计以补偿射频前端和信道中不可避免的干扰。

我们发现目前的视频流媒体演示系统不仅可以作为概念证明型系统的示范，也可以作为一个强大的测试工具。这主要是因为错误模式是实时可见的。例如，在多径受限的非相关系统来说，随机误差（白点）是很明显的，如图 7-10 所示。随机误差校正在这种情况下是很有效的。尽管一个没有数据转换器实现的非相关系统并不包括增强选项的相关措施（例如采用 RAKE 和数字域均衡），但它仍然可以是一个实际系统的基础，特别是当多径效应影响很小的时候（如距离很短或天线增益很大时）。

图 7-11 显示了解调器和前向纠错是如何影响差分相关系统中视频的鲁棒性。

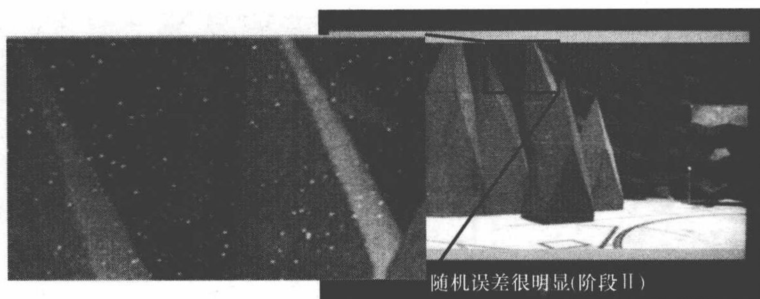
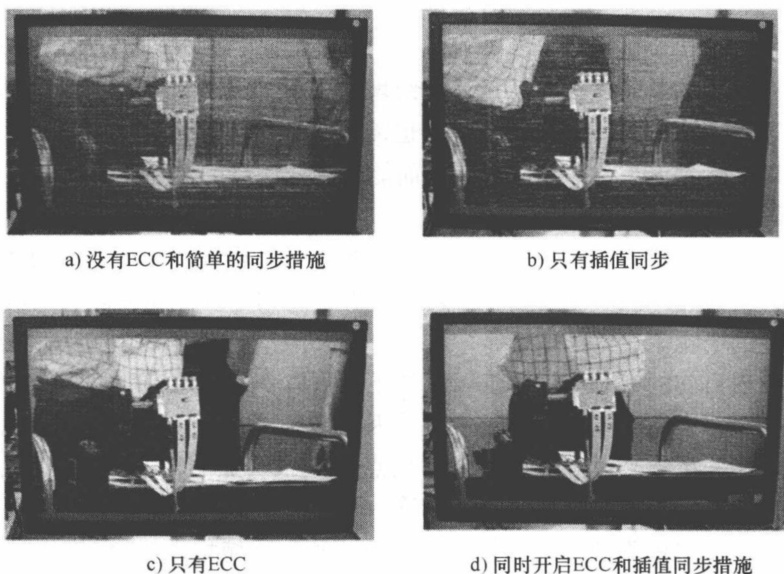


图7-10 非相关系统中错误模式测量下的无线传输结果
（请注意，这里的测量中禁用前向纠错）

当ECC和插值同步都关闭时，图像质量中许多突发的错误下降了许多，我们认为这些突发的错误主要是由同步错误引起的（见图7-11a）。当增加了插值同步或纠错措施后（见图7-11b或c），这种突发错误就会减少，但并不会完全没有。当这两种措施同时采用时（见图7-11d），我们就会看到清晰的图像。由于随机错误引起的误差并不是很明显，在目前的设计中希望能够通过使用一种更简单的BCH码来使编码开销得到减少。我们注意到，在一些非视距传输中，通过阻挡视距路径和利用镜面反射信号代替可以成功做到这一点。



a) 没有ECC和简单的同步措施　　b) 只有插值同步

c) 只有ECC　　d) 同时开启ECC和插值同步措施

图7-11 差分相关系统的无线传输结果

7.6　分组相关检测的先进单载波系统

在本节中，我们将展示如何实现一个先进的单载波系统，这个系统兼容已经公布的标准如 IEEE802. 15. 3c。虽然各种设计方案的详细讨论超出了本章的范围，但仍有几个重要的考虑因素值得一提。

首先，发射机和接收机之间的每一个数据包都应该要保持相关性，因为在多种接入配置的数据包之间没有空闲的模式能够发送。这样导致的结果就是需要在每个数据包上进行载波相位、频率恢复以及符号的定时恢复。模拟载波恢复技术（例如科斯塔斯（Costas）环技术）是大家所熟悉的，但频率的获取需要时间。为了能够更快的获取，数字域中的技术是更佳的选择[12]。但在 60GHz 系统中保持每个数据包的相位相关性仍然是一个挑战，因为所有的速度都要高一个数量级。应当指出的是信号处理时的延迟将会是系统回路带宽的一个主要限制。前导检测电路需要快速的提取必要的相关信息，如载波相位和频率偏移信息、符号采样相位偏移信息以及信道状况等。利用格雷相关器可以高效地实现检测[13]，这种设计需要额外的增强技术以达到更高的数据传输速率。

其次，均衡器的设计是设计强健系统的关键。在第 5 章以及本章参考文献 [14] 中已经详细讨论了频域均衡的用处，但是它设计时的复杂性将能够比得上 OFDM 系统，甚至超过 OFDM 系统的复杂性。单载波系统中缺乏导频信号的可能会导致信号恢复时额外的困难。作为另外一种选择，考虑到第 2 章中指出的传播时延与天线增益之间的关系，带有高增益天线的时域均衡器是一个不错的选择。换句话说，天线增益越高，传播时延也会因为涉及更少的多径分量而减少。如果传播时延减少了，时域均衡器抽头的数量就可以减少。因此，时域均衡器与频域均衡器相比是一个更好的选择。

在实施时域均衡时，我们需要进一步考虑应该选择哪一种时域均衡方法，还需要仔细比较不同方法中是如何在性能和设计复杂性之间进行权衡。图 7-12 给出了利用 MATLAB 对不同时域均衡方法的比较[15]。静态滤波器因为对采样定时偏移太敏感而不适合在实际应用中使用。另一方面，最大平滑似然估计滤波器会导致系统的高复杂性。因此我们认为自适应滤波器如最小均方滤波器才是合适的选择。16-QAM 调制方式的优点如图 7-13 所示，其中自适应数字滤波器设计用来恢复单载波系统 16-QAM 的星座图[15]。

第三，解码延迟需要更多关注前向纠错的设计。举例来说就是，头部数据被 RS（33，17）码保护，解码也需要在有效载荷部分开始信号处理之前完成。低延迟的前向纠错设计技术可以对此有所帮助[16]。同时，低密度校验解码器也需要进行高性能和低延迟的设计。而且，更低的延迟电路的设计和实现对通过增加回路带

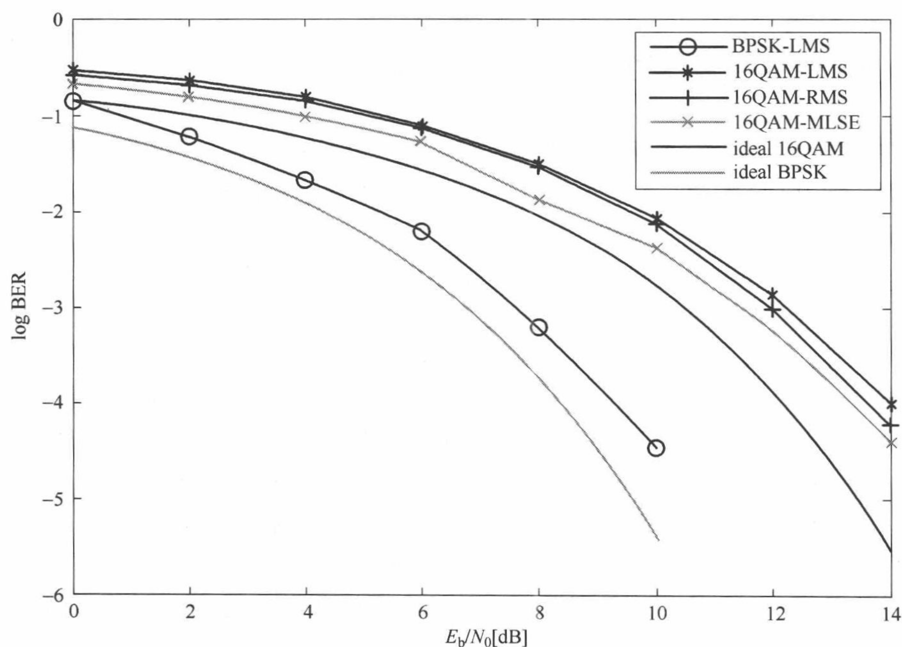


图7-12 均衡器的设计比较

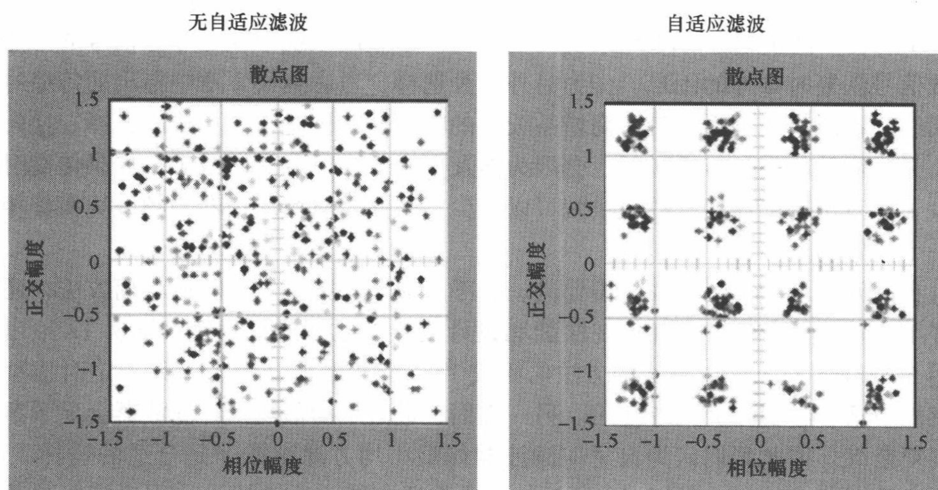


图7-13 对16-QAM的改进（包括IEEE频谱模板效应、几纳秒的传播时延，及自适应高斯白噪声）

宽提高系统跟踪的能力也非常关键。

最后，对于一个先进的单载波演示系统来说，图7-14中所示的配备有高速

DAC/ADC 的 FPGA 平台将发挥重要的作用。尽管数字设计可以通过仿真得到验证，但射频、天线和信道的失真和干扰却很难被准确模拟出来，测量反馈部分对于完成各种设计方案来说也很重要。此外，它还可以帮助这一先进的单载波演示系统灵活地适应不断演进的标准。

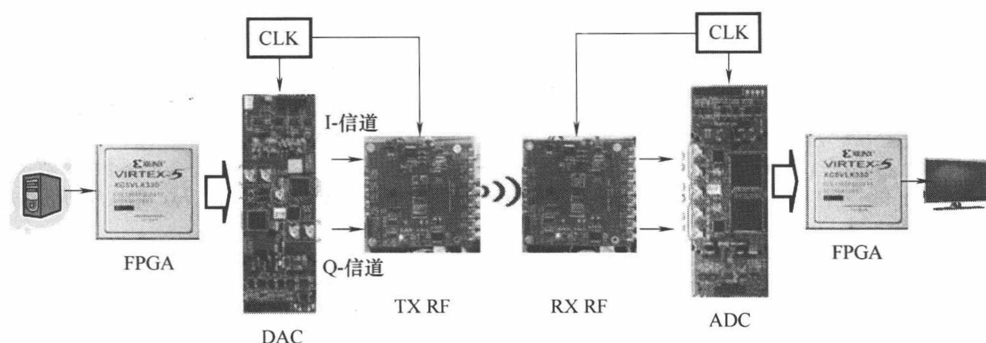


图 7-14 更先进的单载波系统的 FPGA 平台配置

7.7 小结

我们已经讨论了单载波系统实现的例子，首先介绍了两个概念证明型例子的实现，其中一个是非相关检测系统，另一个是差分相关检测系统。然后讨论了一种更先进的单载波系统，即分组相关检测系统，并在表 7-1 中给出了这几种系统的比较。

表 7-1 本章中描述的不同 60GHz 单载波系统实现方式的比较

	非 相 关	差分相关	分 组 相 关
调制方式	π/2-BPSK，MSK	DQPSK	π/2-BPSK，π/2-QPSK
物理帧	专有的	专有的	IEEE 802.15.3c
数据转换器	可选的	需要	需要
演进路线	无	无	π/2-8PSK，π/2-16-QAM

由于单载波系统最大的优势之一就是在交流供电和电池供电设备上具有广泛的应用范围，所以该方法构成了更高数据传输速率的演进路线。本文提出的先进的单载波基带系统设计看起来是很有希望的，因为它能够实现更高数据传输速率的分组相关检测的调制方案，例如 16-QAM。

如前所述，单载波调制方案的优势是能够增强相控阵天线技术，因为不论是视距或非视距信道，都可以灵活控制多径使能量集中在最强的波束路径上以减少信道传播时延。

参考文献

[1] Katayama, Y., Haymes, C., Nakano, D., Beukema, T., Floyd, B., Reynolds, S., Pfeiffer, U., Gaucher, B. and Schleupen, K. (2007) 2-Gbps uncompressed HDTV transmission over 60-GHz SiGe radio link. *IEEE Consumer Communications and Networking Conference* (CCNC), January.

[2] Katayama, Y., Nakano, D., Valdes-Garcia, A., Beukema, T. and Reynolds, S. (2008) Multi-Gbps wireless systems over 60-GHz SiGe radio link with BW-efficient noncoherent detections. *IEEE International Conference on Multimedia and Expo* (ICME), June.

[3] Katayama, Y. (2009) End-to-end 60 GHz single-carrier system implementation and link experiments, *IMS Workshop on System-Level Design and Implementation of Gb/s 60 GHz Radios*, June.

[4] Nakano, D., Kohda, K., Yamane, T., Ohba, N. and Katayama, Y. (2010) Robust 60 GHz single-carrier system for per-packet coherent detection. Preprint.

[5] Ohba, N., Kohda, Y., Nakano, D., Takano, K., Yamane, T. and Katayama, Y. (2009) *FIT 2009*, September (in Japanese).

[6] Rappaport, T.S. (2002) *Wireless Communications: Principles and Practice*, 2nd edn. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall PTR.

[7] Pasupathy, S. (1979) Minimum shift keying: a spectrally efficient modulation. *IEEE Communications Magazine*, **17**(4), 14–22.

[8] Reynolds, S., Valdes-Garcia, A., Floyd, B., Gaucher, B., Liu, D. and Hivik, N. (2007) Second generation transceiver chipset supporting multiple modulations at Gb/s data rates. *IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting*, pp. 192–197, October.

[9] Lakkis, I., Su, J. and Kato, S. (2001) A simple coherent GMSK modulator. *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, pp. A-112–A-114, September.

[10] Katayama, Y. and Nakano, D. (2006) Multiple-packet recovery technique using partially-overlapped block codes. *International Symposium on Information Theory* (ISIT), July.

[11] Costas, J.P. (1959) Synchronous communications *proceedings of the IRE*, **47**, 2058–2068.

[12] Sari, H. and Moridi, S. (1988) New phase and frequency detectors for carrier recovery in PSK and QAM systems. *IEEE Transactions on Communications*, **36**(9).

[13] Popovic, B.M. (1970) Efficient Golay correlator. *Electronics Letters*, **35**(17).

[14] Sari, H., Karam, G. and Jeanclaud, I. (1994) Frequency-domain equalization of mobile radio and terrestrial broadcast channels. *Global Telecommunication Conference*, vol. 1, pp. 1–5.

[15] Yamane, T. (2009) Personal communication.

[16] Katayama, Y. and Yamane, T. (2003) Concatenation of interleaved binary/non-binary block codes for improved forward error correction. *Optical Fiber Communications Conference* (OFC), March.

第 8 章　60GHz 无线局域网应用吉比特正交频分调制的基带设计和实现

Chang-Soon Choi、Maxim Piz、Marcus Ehrig 和 Eckhard Grass

对于在非视距 60GHz 信道高数据传输速率的无线传输，正交频分复用（OFDM）机制相比于单载波（SC）机制更为常用，这是因为它能对抗频率选择性衰落[1]⊖。由于相对于 SC 机制中所需要的均衡器可以得到明显的简化，这将使得基带接收机实现起来更容易。然而，相对于 SC 机制，OFDM 对同步错误更为敏感。另外一个挑战是60GHz 锁相环（PLL）和微波频带相比，表现出了更差的频率稳定性和相位噪声特性。因此，非常有必要仔细地设计 60GHz OFDM 基带接收机中的同步结构。

本章描述了 60GHz OFDM 基带处理器的设计思想和实现问题，这个处理器是为 WIGWAM[2] 和 EASY-A[3] 工程而开发的。基带实现使用了现场可编程门阵列（FPGA）平台，因为它能更简单地修改系统级硬件，并具有更高的灵活性/扩展性。而且，它还可支持在结构化的专用集成电路（ASIC）芯片上实现。

然而，由于时钟速度有限，用 FPGA 实现多吉比特数据传输速率并不是一个直接可以实现的任务。最关键的阻碍是快速傅里叶变换（FFT）和维特比（Viterbi）解码需要很高的时钟频率，而这用 FPGA 是不能实现的。例如，第一个演示系统的目标是达到高于 1Gbit/s 的数据吞吐量，这将导致维特比解码硬件工作于 1GHz 频率。然而，这在任何 FPGA 平台甚至拥有标准设计实现的 ASIC 都是不能实现的。因此，高度并行体系结构对于想要达到高于吉比特的数据吞吐量的 FPGA 平台是必不可少的。

本章安排如下：8.1 节描述了 OFDM 的物理层和帧结构；8.2 节和 8.3 节说明了用于实现 OFDM 接收机和发射机基带处理器结构及其实现细节；8.4 节专门介绍了采用开发完成的 60GHz 射频前端实现的室内无线链路演示系统；最后，介绍了下一代 OFDM 演示系统及其性能评价。

⊖ 本章工作得到了德国教育与研究部（BMBF）WIGWAM 与 EASY-A 项目的赞助。作者很感谢 IHP 模拟电路团队所给予的帮助。

8.1 基于FPGA的OFDM物理层实现

8.1.1 OFDM物理层的设计

表8-1中归纳了在基带开发中的关键OFDM定时参数。我们假设一个信道拥有500MHz的信道带宽，因此对应于330MHz的信道带宽的采样频率为400MHz。循环前缀长度和子载波间隔需要在60GHz信道中可容忍的延迟扩展和对60GHz系统中采用IHP SiGe技术的锁相环的抗相位噪声能力之间折中[5]。一些相关的报告指出，在一个典型的室内环境中[6-9]，60GHz无线信道表现出方均根（rms）延迟扩展，这种扩展值从几纳秒到几十纳秒。总体上来说，在无线信道中，OFDM系统设计中的循环前缀的长度大于两倍的rms延迟扩展。而且，滤波器将会增加信道响应，进而造成有效的保护间隔减少。一般，为了支持64状态正交调幅（64-QAM）将需要大于150ns的保护时间。为了避免数据传输速率损失过大，保护时间应该仅仅是OFDM符号时间的一小部分（例如，IEEE 802.11a中为20%）。为了减少保护时间对效率的影响，可以使用更大的FFT来增加符号的持续时间。然而，这种方法意味着更小的子载波间隔，而这将会导致对相位噪声更高的敏感性。因此，选择160ns的循环前缀以及640ns时长的FFT（400MHz带宽中256个子载波）共同组成800ns时长的符号。位于信道边缘未使用的保护子载波使通道滤波复杂性降低。卷积编码（171，133）用于前向纠错。使用已经定义的打孔模式和调制方式，表8-2定义了从二进制相移键控到64-QAM8种拥有不同数据传输速率的数据模式。比特交织在一个OFDM符号长的数据块上进行。

表8-1 60GHz演示系统中采用的OFDM定时参数[4]（来自© 2010IEEE授权）

参　数	数　值
信道带宽	500MHz
FFT带宽	400MHz
子载波间隔	1.5625MHz
保护间隔	160ns（$N_G=64$）
FFT周期	64ns
OFDM符号时间	800ns
数据子载波	192
导频/零子载波	16/5
标称使用带宽	333MHz

表 8-2　调制和编码方案

调　制	编码速率	数据传输速率/(Mbit/s)
BPSK	1/2	120
BPSK	3/4	180
QPSK	1/2	240
QPSK	3/4	360
16-QAM	1/2	480
16-QAM	3/4	720
64-QAM	2/3	960
64-QAM	3/4	1080

为了增加对抗 60GHz 信道和相位噪声的性能，开发了一种新型的同步和信道估计机制。这种机制的详细内容包括性能评估，详情请参阅参考文献［10］。图 8-1 展示了前导码结构，它在没使用复杂的互相关器的情况下，提供了充分准确的时间和频率同步性能。前导码长为 11 个 OFDM 符号的长度，而且尽管 60GHz PPL 产生高相位噪声，它仍能提供鲁棒的初始同步和信道估计性能。为了达到高效率，数据帧长度应该足够长，以使用媒体访问控制（MAC）帧聚合。

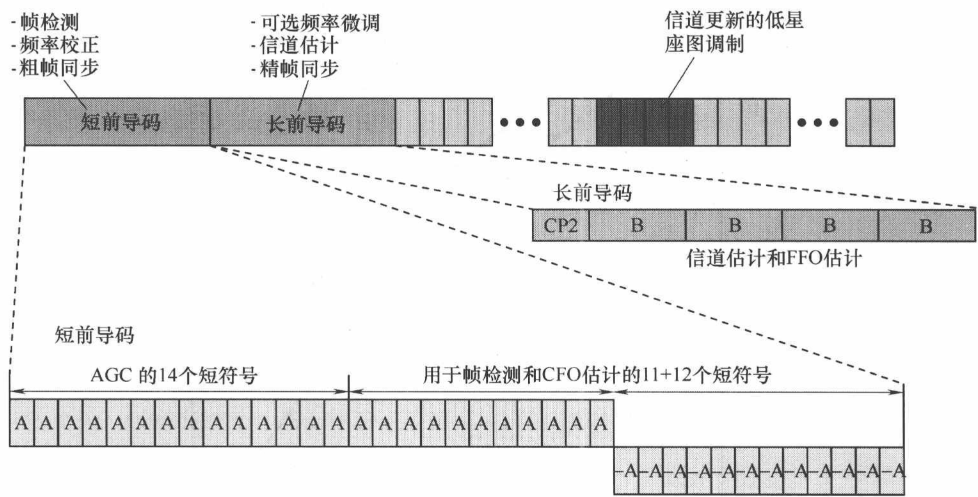


图 8-1　OFDM 基带实现所用的前导码结构

8.1.2　存在时钟偏差和相位噪声时的性能评估

图 8-2 展示了提供了 480Mbit/s 数据传输速率的 1/2 卷积码率 16-QAM 调制的仿真性能。帧长为 2048 字节的帧的帧错误率（FER）曲线。我们计算了所有开销

损耗，包括前导码、信号、导频和循环前缀。这个仿真中所使用的信道模型为60GHz LOS信道，在发射机端用全向天线，在接收机端使用30°角半功率波束宽度（HBPW）维瓦尔第（Viraldi）天线，与没有相位噪声和采样时序偏移[11]较理想情形下的性能比较。对于实际场景，我们假设 $30\times10^{-4}\%$ 时钟频率偏移和Wiener模型的相位噪声。假设发射机和接收机PLL在1MHz偏移量时有单边带相位噪声值 $L_{SSB}=-93\text{dBc/Hz}$。据观察，当每比特能量与噪声功率谱密度之比为12.3dB（E_b/N_0）时，帧错误率是10%。由于相位噪声和采样定时偏移造成的性能损失约为0.7dB。

8.2 OFDM基带接收机结构

OFDM基带处理器使用带有Virtex-Ⅱ pro设备的FPGA平台实现[11]。硬件实现之前，如图8-2所示，在不同的信道和硬件失真的条件下，对OFDM基带进行仿真。之后，完成发射机合成，并且映射到FPGA上。合成结果表明，OFDM接收机结构的复杂度比发射机要高出两倍还多，这是因为接收机端有高复杂度的维特比解码器和接收操作所需要的额外模块。因此，在这一节中，首先说明OFDM接收机的实现。

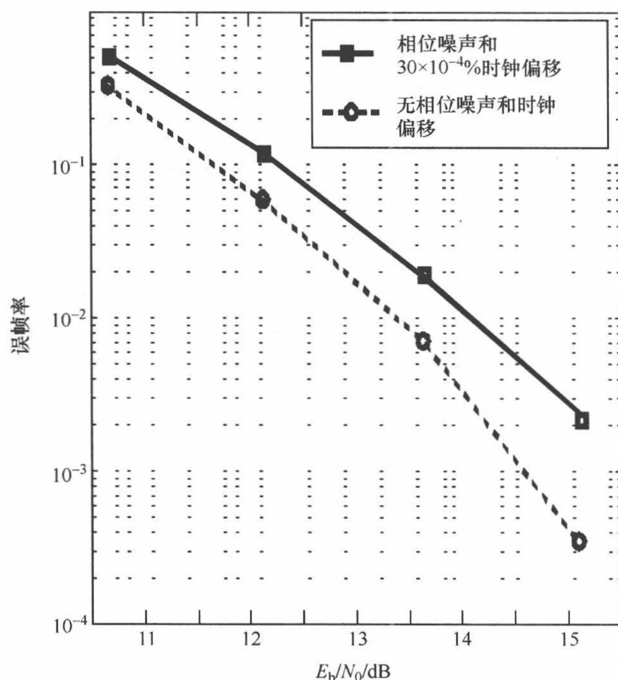


图8-2 480Mbit/s数据模式性能评估（16-QAM，1/2卷积编码）[11]
（来自© 2009IEEE授权）

图 8-3 为开发的 OFDM 接收机框图。OFDM 接收机按功能可分为内部接收端（或是数字前端）和外部接收端（或是数据路径处理器）。数字前端的主要功能是处理进入的 I/Q 基带信号波形并把星座符号映射到子载波上。数字前端也包括了 OFDM 信号处理的接收机功能，比如同步、FFT 操作、信道估计、信道均衡、通用

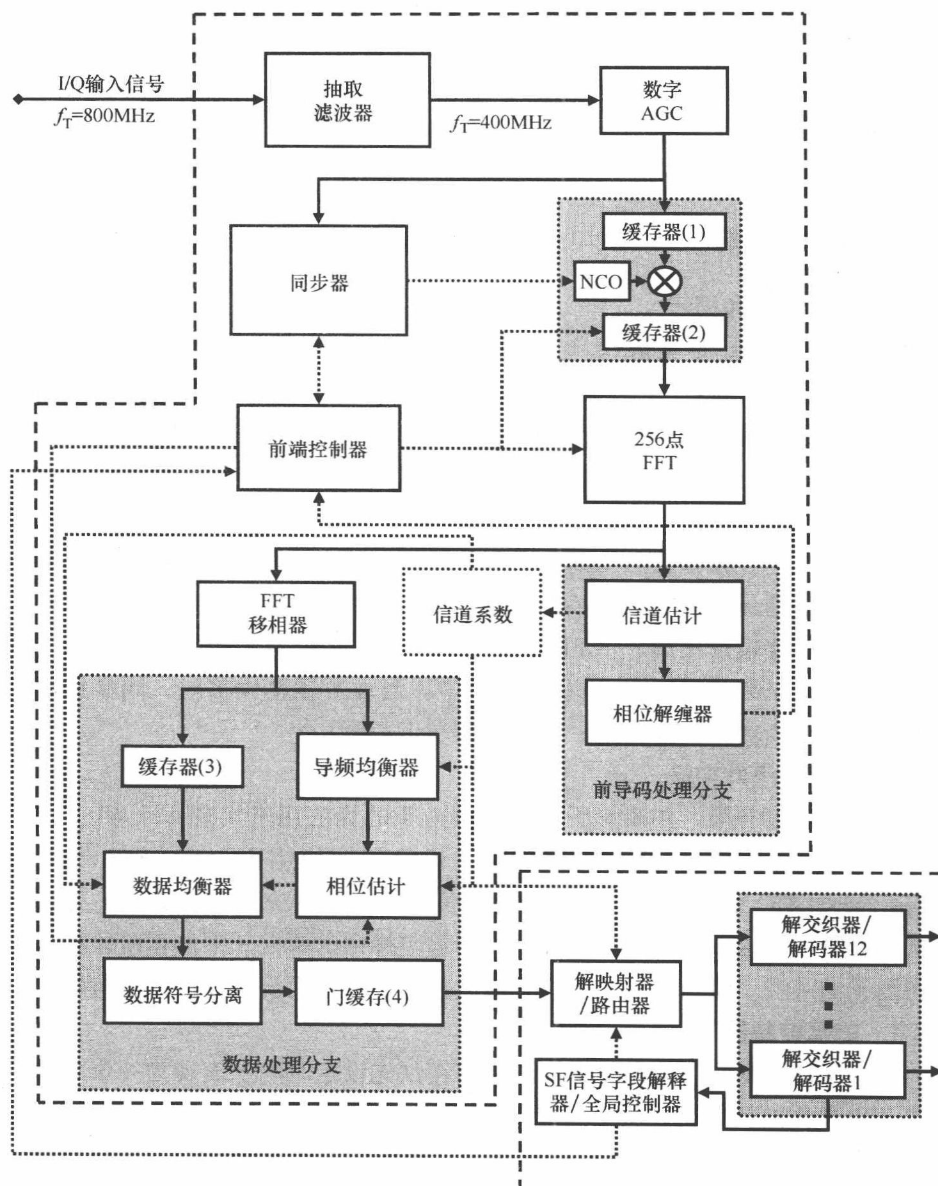


图 8-3　OFDM 接收机结构[11]（来自© 2009 IEEE 授权）

相位纠正和相位跟踪。数据路径处理器完成的是符号解映射/加权、解交织和信道解码。如之前提到的，在硬件实现上，受限于Virtex-Ⅱpro系列的典型时钟速度大约为100MHz。为了支持400Msps（即400兆次采样/s）的系统带宽，在数字前端阶段，对4个信号采样或子载波符号进行多路复用和平行处理。同时运用全流水线以实现所需要的总吞吐量。之后模块中的处理（包括FFT处理）是面向突发的。为了使用维特比解码器处理吉比特吞吐量，OFDM发射机把源流分为12个子流，单独编码。接收机解码模块包含一排12个并行的解码模块。每个模块包含一个解交织器和最大处理能力高于100Mbit/s的维特比解码器。帧接收时所涉及的模块数量取决于数据模式。

8.2.1 接收机前端

8.2.1.1 输入阶段和同步

60GHz模拟前端的复数值I/Q信号通过8位的模-数转换器（ADC）以800Msps采样率进行采样。一个有限冲击响应半带滤波器随后执行了2倍抽取。一个数字自动增益控制（AGC）放大器为随后阶段保证了一个定义好的输入电平。设计好的同步器执行了帧检测，使用定义好的前导码结构[10]进行时间粗估计和载波频率偏移（CFO）估计。AGC增益在帧检测后保持固定，这是为了防止幅度变化。由于处理延迟，仅在第二个前导码部分已经开始后才可获得频率偏移信息。因此，平行于同步器还应该包含缓存阶段。一旦设定好数字控制振荡器（NCO）的频率，系统开始连续读出第一个FIFO缓存器，通过复数与旋转矢量乘法纠正频率偏移同时，写入结果到第二个FIFO缓存器中。当设置频率偏移时，同步器也通知成功的检测一个新的帧，并为第一个FFT提供起始索引。

8.2.1.2 快速傅里叶变换

由于时钟速度有限，图8-4所示为基数为4的算法用来实现4个64点的FFT同时工作的四端口256点的FFT块。这使得我们能使用100MHz FFT处理器以400Msps处理采样，而这是以区域面积为代价的。按照算法，这些子FFT处理结果送入乘法器阶段，接下来采用四蝶形结构和重新排列的单元。乘法器阶段执行复数的旋转因子的乘法。流水线结构提供了最大化的吞吐量而没有任何的等待周期。

8.2.1.3 前端控制器

前端控制器控制数字前端的全局流。它在预先设定时间上表现为一个顺序的状态机和FFT操作的初始化。从输入缓存器（2）到FFT的数据突发转换由一个子控制器进行管理。只要缓存器（2）中有样本，数据突发读取就可以开始初始化。前端控制器选择是否由FFT输出数据传递到前导码处理分支进行处理还是由数据处理分支进行处理。

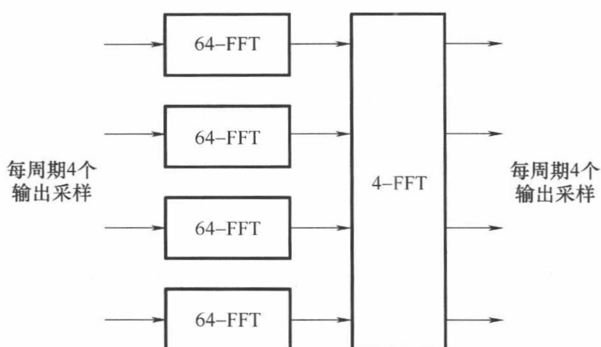


图 8-4　FFT 框图

8.2.1.4　调度

前端控制器需要通过相位解缠器估计出精准的定时位置。通过重新调整 FFT 位置，接收机开始处理累积的波形数据。帧中第一个数据符号组成了定义发送模式参数的信号字段。当信号字段已经通过了完整的接收机链（包括前端中的数据处理分支和解映射器、解交织器、解码器和信号字段解释器）后信号字段变得可用。鉴于一次发送没有立即确认，因此有必要在接收端加入一些内部帧保护时间来处理下一个发送帧。两项规定使得这种保护时间较短。首先，接收机不考虑帧的实际长度，立即开始处理随后的累积数据符号，而不是等待解释器的答复。在前端输出之前的缓存阶段作为数据流的关口。它使信号字段通过但是在队列中保持下一个 OFDM 符号直到帧长度信息被告知。对于短帧，或在一个错误的信号字段的事件中，一些存储的符号都将被丢弃。其次，接收机能够同时处理两个连续的帧。当最后一个 OFDM 符号送入数据处理分支，前端控制器重新激活 AGC 和同步器。而剩余的接收机可能仍然处理之前的帧，可以对下一帧进行同步和信道估计。每一个 OFDM 符号都带有一个帧标签，用来分配指定的信道数据。

8.2.1.5　信道估计和精定时同步

同步过程后，4 个长前导符号通过 FFT 转换到频域，并传送至信道估计器。这 4 个符号能保证 6dB 的信道估计增益。OFDM 提供了一种比 SC 机制更简单的方法来处理多径传播。假设保护时间长于信道脉冲响应时间，并且已很好地建立了时间同步，时域的信道卷积转换到频域的复乘法。每个子载波符号表现为与子载波频率点的信道传输函数相乘的形式。例如 IEEE 802. 11a，由频域中的伪随机 BPSK 参考序列 $b(k) \in \{-1, 1\}$ 产生的前导符号。为了估计信道系数，接收机翻转 $b(k) = -1$处子载波符号值。因为接收机采用了一种单一的没有信道重估计的前向反馈，所以需要估计的信道系数 $\hat{H}_i$ 而不是信道系数本身。接收机计算系数的极性表现形

式 $\hat{A}_i\exp(\mathrm{j}\hat{\varnothing}_i)=\hat{H}_i$，并且存储在这一点的信道系数倒数为$\frac{1}{\hat{A}_i}\exp(-\mathrm{j}\hat{\varnothing}_i)=\frac{1}{\hat{H}_i}$。为了这个目的，使用了流水线四端口坐标旋转数字计算机（CORDIC）平台和除法器平台。除此之外，子载波功率增益值估计为 $\hat{P}_i\approx\hat{A}_i^2$，在接下来的解映射器/加权和相位估计模块中将会用到。

精帧同步在随后的相位解映射器中完成。利用 FFT 时间偏移的特性[11]，当前 FFT 窗口对应最大功率点的位置与频域的平均相位成正比例关系，并可以由下式估计：

$$\Delta n\approx[\sum_{i\in M}(\hat{\varnothing}_{i+1}-\hat{\varnothing}_i)]\alpha/\pi \tag{8-1}$$

式中，α 是一个常数，是基于使用数据子载波 M 集上的相加（$N_{\mathrm{P}}=206$）求和，$\alpha=N_{\mathrm{FFT}}/(2N_{\mathrm{F}})$；序号 i 表示子载波序号。OFDM 接收机通过选择在一个信道功率最大值下的一个固定偏移来纠正帧定时。这导致在一些采样偏移 Δm 处于新和老的 FFT 窗口位置之间。由于偏移特性，这意味着不需要原始信道估计 $\hat{H}_i$ 的倒数，而是信道均衡中纠正信道估计值 $\hat{H}_i\exp(2\pi\mathrm{j}\Delta m\cdot \mathrm{i}/N_{\mathrm{FFT}})$ 的倒数。信道系数以极坐标形式存储，转换成新的信道系数集不是很重要，而且在均衡器中很容易完成。接收机只需要以将时间偏移以 Δm 的形式存储为一个全局参数。

其硬件实现如图 8-5 所示。一位长为 256 循环移位寄存器用来识别所使用的子载波。这种方法通过 4 个乘法器、一些加法器/减法器、寄存器和一些最后乘法实现了低复杂度。通常，用于长为 N 个抽样精同步的互相关器需要每个输入采样进行额外 N 次加法。而这种机制只需要每个输入采样进行一次减法和两次加法。

8.2.1.6 相位校正和均衡

本节所说的 OFDM 演示系统是为一个静态的 60GHz 信道环境设计的，这意味着帧传输时是通过一个时不变信道冲击响应。另一方面，第 n 个 OFDM 符号由于 PLL 相位噪声和残余载波频率偏移造成载波迅速的相位变化，从而造成所有子载波内的干扰（ICI）和公共相位误差（CPE）。此外，接收机和发射机之间的符号时钟偏离导致了相对发射符号 FFT 窗口位置的 $\Delta\tau(n)$ 的偏移。由于 FFT 时间偏移特性，OFDM 符号 n 和子载波 k，$k=-128$，…，127（偏移）的子载波取决于相位误差 $\theta(n,k)$，即

$$\theta(n,k)=\mathrm{CPE}(n)+\Delta\tau(n)(2\pi/(TN_{\mathrm{FFT}}))k \tag{8-2}$$

式中，$T=1/f_{\mathrm{T}}$，f_{T} 表示采样率。因此，OFDM 符号（n）的相位误差估计可以通过相位域的线性拟合程序完成，其中可在 DC 估计相位误差 $\mathrm{CPE}(n)$ 和相位斜率 $\Delta\theta(n)=\Delta\tau(n)(2\pi/TN_{\mathrm{FFT}})$为达到此目的，使用 BPSK 调制的发送导频子载波。这些导频子载波之间以相邻的导频子载波之间的间距 $\Delta_{\mathrm{p}}=14$ 分布在有规律的时频资源网格上。开始，导频通过特定的导频均衡器纠正幅度和相

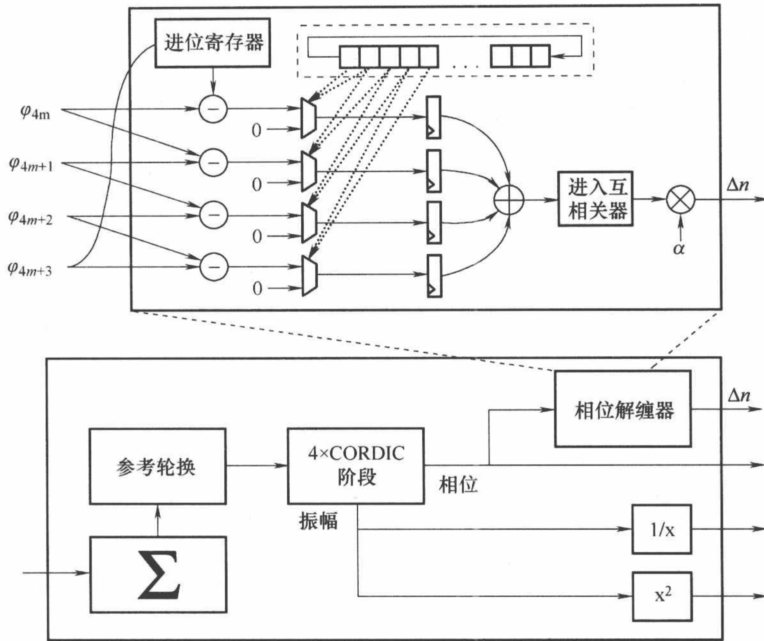


图 8-5　前导码处理分支[11]（来自© 2009 IEEE 授权）

位。BPSK 符号同样被解调。导频均衡器和连续的导频处理模块降低了复杂度，因为在一个周期内，最多只有一个导频需要处理。为了估计相位参数，考虑到在不同子载波上有不同的信噪比（SNR），我们以导频功率等级的形式加入可靠性信息。OFDM 符号 n 的均衡、未调制的（信号翻转）导频符号表示为 $Z_i(n)$，$i=1$，…，16，导频功率值为 P_i。以下是一个启发式机制，可以通过低复杂度实现，相位斜率可由下式估计：

$$\Delta\theta(n) = \frac{\angle\left[\sum_{i=1,\cdots,15} \overline{Z}_i(n)\overline{Z}_{i+1}(n)\min(P_i,P_{i+1})\right]}{\Delta_p} \tag{8-3}$$

这个等式可以认为是带有功率加权的相位解缠机制。仿真表明，链路性能对相位斜率的估计准确度很敏感，而且估计器的变化太大。链路的质量在从较高频率的内部子载波到较高频率的外部子载波都将会剧烈下降。因此，对所有的 OFDM 符号取平均，假设发射机和接收机之间有一个固定频率偏移，并且利用一种简单的自适应机制从瞬时估计值 $\Delta\theta(n)$ 中估计（或预测）一个平均相位斜率 $\Delta\overline{\theta}(n)$，即

$$\Delta\overline{\theta}(n) = [1-\gamma][\Delta\overline{\theta}(n-1) + \Delta\Delta\overline{\theta}(n-1)] + \gamma\Delta\theta(n) \tag{8-4}$$

$$\Delta\Delta\overline{\theta}(n) = [1-\beta]\Delta\Delta\overline{\theta}(n-1) + \beta[\Delta\theta(n) - \Delta\theta(n-1)] \tag{8-5}$$

估计相位斜率之后，接收机能够校正导频符号的相位。如式（8-2）所描述，这些

校正后的导频符号在 CPE 的方向。接收机通过完成总导频符号的功率加权获取 CPE。在 OFDM 符号的估计两个相位参数之后，处理数据子载波。在此之前，它们存储在 FIFO 的缓存器（3）中。数据均衡器由一个乘法器部分和一个 CORDIC 部分组成，同时校正信道和估计的相位误差。接收机前端的输出为校对后的相位，且在数据子载波上为均匀的星座图符号，这取决于数据模式，它们可以是 BPSK 或者任何一种具体的 *M*-ary QAM 星座图。这里运用格雷编码来减小比特错误率。

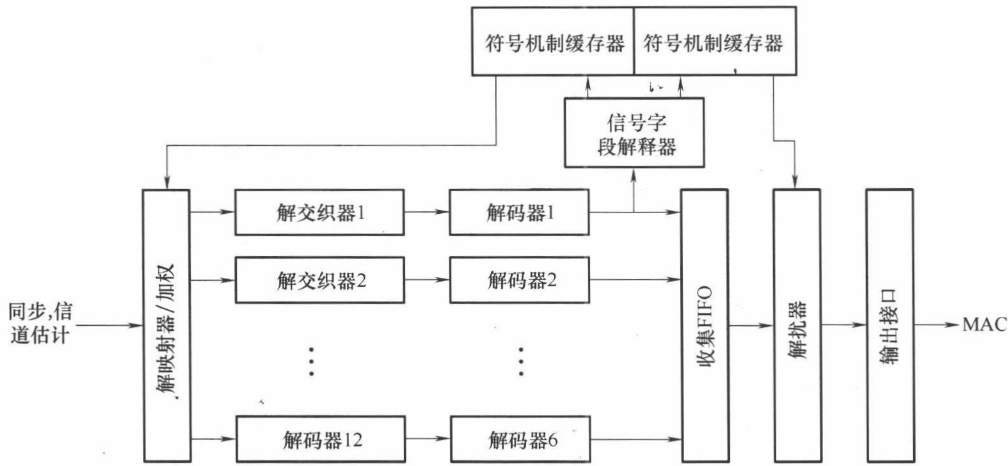


图 8-6　数据路径处理器

8.2.2　接收机后端

图 8-6 是一个接收机后端的框图，它显示了从接收机前端接收到的星座图符号的解映射器/加权、解交织器、解码器和解扰器等功能。最初的软解映射器在一个解交织器部分之后，这个解交织器部分拥有 12 个解交织器和一组 12 个维特比解码器。在信号字段解码后，在信号字段解释器分析其包含的数据，通过流算法来计算当前帧结构。这个算法用来找出相关和终止符号的位置。计算后的数据存储在用来控制接收机操作的符号机制缓存器中。从解码器转移过来的所有数据都存储在一个数据收集模块中。这个模块的目的是混合数据，并且实现解扰。最后，处理后的数据通过输出接口传送到 MAC。

8.2.2.1　软解映射器

实现的软解映射器从收到的 BPSK、QPSK、16-QAM 或是 64-QAM 符号计算比特度量。假设在高斯噪声下，这些比特度量是基于参考文献［12］中的简化对数似然比。图 8-7 给出了解映射器的框图。处理模块包含了一个符号缓存器，用来克服由后续的解交织器和维特比解码器带来的可能的处理延时。4 个并行的解映射器

用来处理来自信道估计器的 4 个并行输入数据流。解映射处理产生了比特度量，之后通过相应的估计子载波功率数量级来进行加权。这个加权是比特度量计算的一部分，这解释了均衡后不同子载波上不同噪声功率，也反映了通过更高和更低信号强度接收的不同子载波不同的可靠性。功率加权后，有必要为每个调制机制用一个常数因子来扩展度量。通过这种校正，能够使量化造成的 SNR 下降至 0.5dB 以下。最后，数据通过 5 位软数值进行量化。

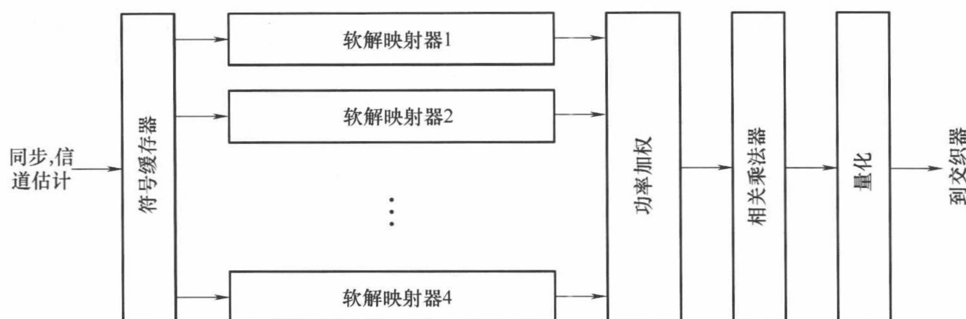


图 8-7　解映射器/加权模块

8.2.2.2　解交织器

交织器/解交织器通过一个地址表工作，这个地址表中存储了所有的发送模式。这种交织模式方法便于数据模式的快速变化。数据以来自并行的 4 个子载波软比特显示了突发性。因为 64-QAM 是最高的调制机制，每个周期存储最多高达 24 位。解交织器也通过填充一连串的零完成码束的解穿孔。因此，可以实现更为灵活的打孔机制，而不限于简单的重复模式。

8.2.2.3　维特比译码器

为了处理 1Gbit/s 的吞吐量，使用了 12 位的维特比解码器，每个可以处理最大传输速率为 100Mbit/s 的数据或者是每周期一个输出比特。图 8-8 给出了维特比解码器实现的框图。主要的计算工作包括第一个模块以每周期源比特的两个度量指标作为输入数据，实现了路径指标的计算，并决定了 64 条路径中 32 条幸存路径。路径选择被同时存储在两个被称为格式内存的双端口块中。另一方面，两个逻辑块实现回溯。在正常情况之下，回溯完成高达 96 步才传送 48 位输出。设计不需要任何等待周期。因此，吞吐量为每回溯单元每周期半源比特，并且总吞吐量为每周期一比特。

因为不必计算最大路径指标，而且回溯总是可以起始于零状态，复杂性上明显降低。当使用回溯长度足够长时，这点可以实现。在这种情况下，任何初始状态的路径将以很高的概率与正确的路径完成汇聚。另一方面，数据流末端的终止位保证

了零状态为最后的状态，而且通过先验知识，最后的回溯可以正确地起始于这个状态。

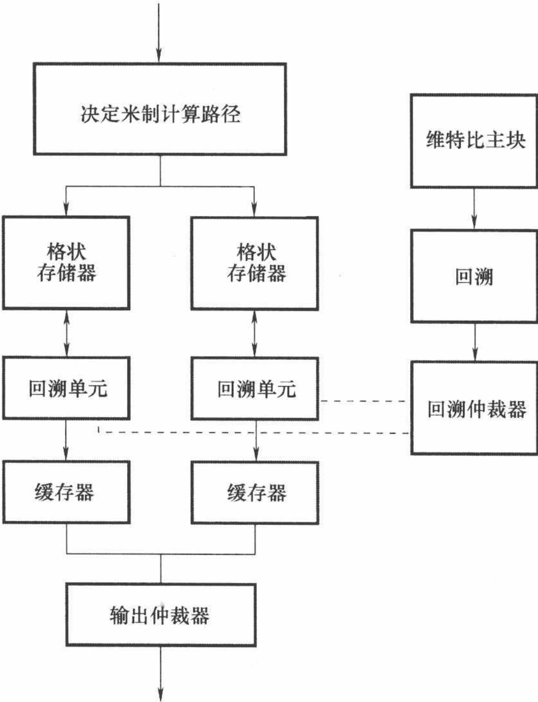


图 8-8　维特比解码器

一个回溯过程中的输出位以逆序集合排列。因此，它们存储在一个移位寄存器中，并且当执行读取操作时是复制到另一个移位寄存器中。之后，它们通过一个每周期 8 位读出输出仲裁器读出。输出仲裁器一个接着一个的读取缓存器中的输出。属于特定回溯的所有位在突发状态下必须在转入下一个单元前同时读出所有数据。

通常，基于判决反馈信道重估的目的，码流的终止可以出现在帧的任何位置，并且之后数据流可以连续。因此，回溯的长度将取决于终点。主块生成的完整信息命令需要一个回溯。这些命令存储在一个 FIFO 内存中并由一个回溯仲裁器读出，这个仲裁器一个接着一个的服务于回溯单元。逻辑上，主块、回溯和输出仲裁器的结合保证了数据流的终点能得到适当的处理。一个回溯单元绝对不能在其他单元完成过去的数据之前传递输出数据。输出总线至少为 2bit 宽，以保证正确的操作。

8.3 OFDM 基带发射机结构

图 8-9 所示为 OFDM 基带发射器结构。其中逆 FFT 模块、交织器和循环前缀插入模块几乎和 OFDM 接收机中的模块结构相同，因此每个模块的详细说明在这里不再做解释。发射机占有 18K 触发器，12K 切片，41 个乘法器和 111 个包含演示界面逻辑的块 RAM。PC 中的数据通过输入控制模块获得。这个模块也为信号字段计算循环冗余校验（CRC）并且初始化符号数量计算。输入位分散给 32 个加扰器然后传递给符号映射模块。调制映射模块根据调制符号分配输入数据字节。它也定义了一些相关的系统参数。如果有终点，它将会在符号的末尾插入一个空零字节。

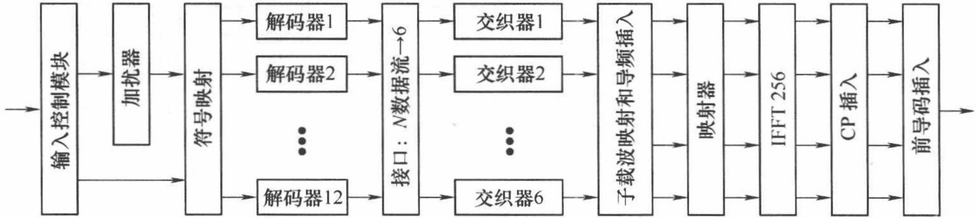


图 8-9　OFDM 发射机结构

这里，数据流为面向符号。根据数据流的数目，这个模块的数据进入 1 ~ 12 个的卷积编码器。6 个工作于 100MHz 的交织器用来实现 1Gsps 的数据吞吐量。因此，我们做了一个接口重新分配，1 ~ 12 编码器输出的数据分配到 6 个固定结构的交织器中。数据交织之后映射到适当的子载波和导频符号上，然后插入到导频子载波上。为了实现 OFDM 调制 400Msps 的有效吞吐量，如 8.2 节所述，我们并行操作 4 个独立 64- FFT 模块的 FFT。在 OFDM 基带硬件中，每个 FFT 也工作于 100MHz 的系统频率。FFT 处理后数据的尾部被复制并且作为一个循环前缀插入。最后，时域 OFDM 信号和存储的前导符号相乘后在数模转换后发送至 RF 前端。

8.4 60GHz 链路演示

8.4.1 60GHz OFDM 演示结构

图 8-10 展示了 IHP 60GHz OFDM 的演示结构。它包含了开发完成的 OFDM 基带处理器、60GHz 的 RF 射频和 MAC 处理器。这些模块在不同的硬件平台上独立实现。

MAC 处理器模块由数据包管理处理器和一个用于关键时间计算的 FPGA 硬件

加速器组成。功能上，它首先收集千兆以太网数据包，然后通过在数据之前加入一个8字节的包头进行封装，并附加4字节的CRC。之后，帧通过低压差分信号电缆传送至OFDM基带部分。OFDM基带部分通过4个Xinlinx Virtex-ⅡPro FPGA实现。两个FPGA拥有更多数量的逻辑单元，被OFDM发射机和接收机所用。OFDM发射机占用了一个FPGA的30%的资源而OFDM接收机使用了125%。另一个更小的FPGA板用于基带滤波，OFDM基带信号的数-模转换和模-数转换。两个数据转换器的输出连接至60GHz RF模块，通过同轴电缆连接IF I/Q调制器和解调器。

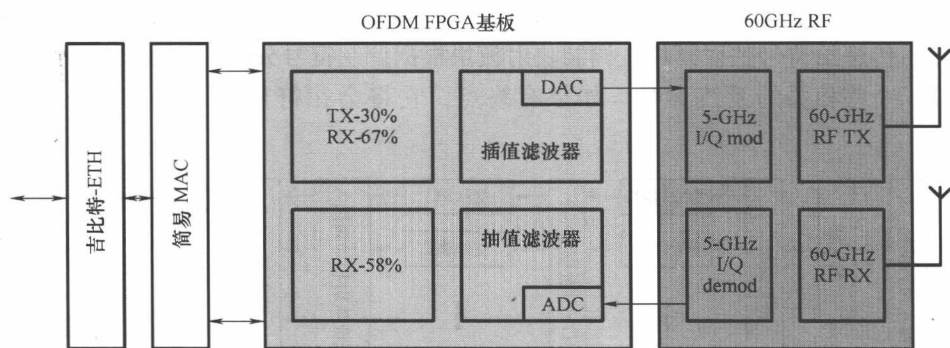


图8-10 IHP 60GHz OFDM说明

60GHz RF前端基于一个超外差发射机结构。选择5GHz的IF是因为一个信道使用了近500MHz带宽，并且这5GHz带宽与IEEE 802.11a无线局域网标准相兼容。它由4个硅芯片集组成，分别是60GHz发射器、60GHz接收器、5GHz I/Q调制器和5GHz I/Q解调器。它们在IHP内部使用f_T = 200GHz的0.25μm SiGe BiCMOS技术制造。为了便于制造芯片的现场测试，60GHz发射机和接收机板使用5mm厚Rogers 3003材料设计。设计了一个60GHz Vivaldi天线并集成到这些开发板中。在HPBW为30°，3dB带宽大于7GHz时，它提供了高于8dBi增益。所有制造芯片和开发板都是基于差分设计。图8-11展示了一个60GHz的发射机开发板。图8-12展示了完整的60GHz RF前端框图。这些芯片集的详细信息和集成开发板可以在参考文献［14］中找到。

8.4.2 60GHz无线电的无线链路演示

实现的OFDM基带处理器的性能首先通过基带发射机和接收机之间的直接连接进行验证。数据吞吐量通过外部PC测量，而且仅当使用以太网链路时能获得大于500Mbit/s数据速率。为了描述全链接性能特征，通过在基带元件中嵌入一个计数器单元测量后可以测量误比特率（BER）和FER。当测试中使用直接连接时观察不到任何帧错误。

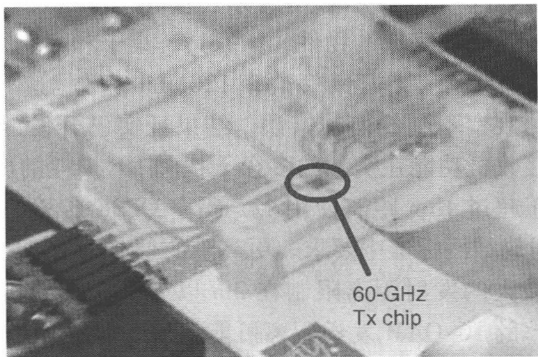


图 8-11　集成了发射器芯片和 Vivaldi 天线的 60GHz 发射机电路板[4]
（来自© 2010 IEEE 授权）

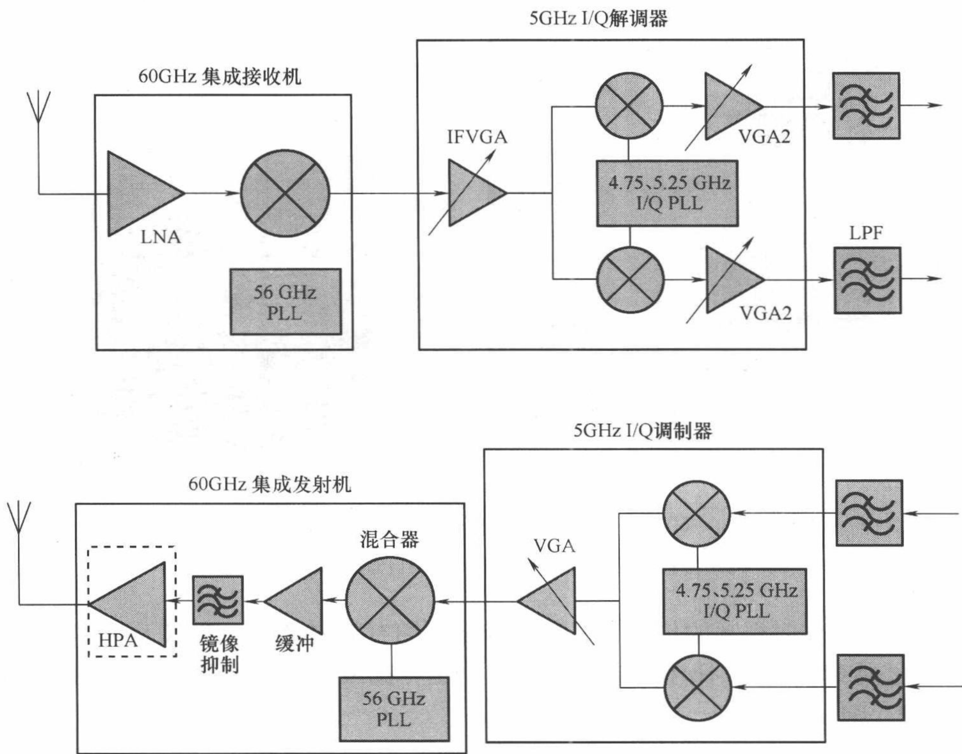
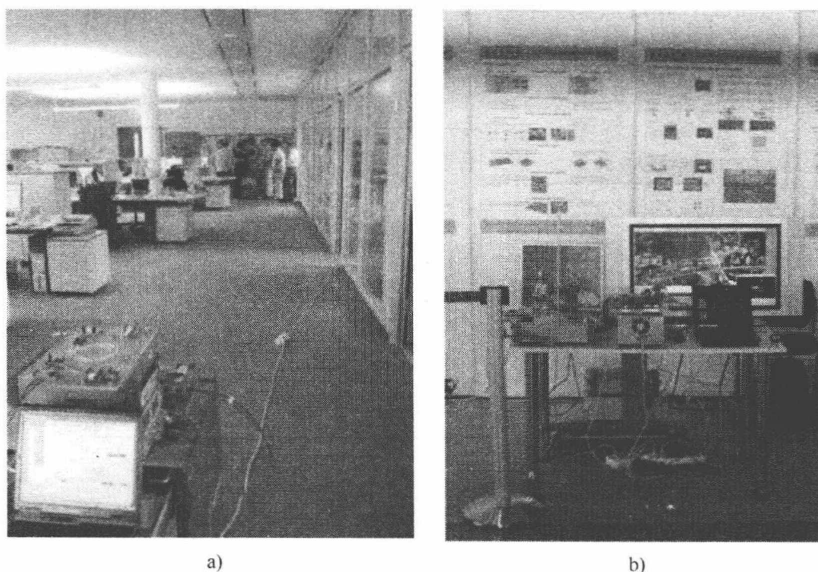


图 8-12　基于 IHP0. 25μmSiGe BiCMOS 技术[4]制造的 60GHz 接收机和发射机 RF 前端（来自© 2010 IEEE 授权）

之后，实现的基带被连接至已开发的60GHz模拟前端并在实际室内环境中测试60GHz的链路发射。图8-13a展示了室内办公室环境下的测试建立。可以观察到，测试环境包括了先前安装完成的物件，如家具、桌子和隔墙，这些都引入了多径衰落。然而，当OFDM基带工作于1/2码率120Mbit/s数据速率[11]的BPSK模式下时，15m 60GHz链路观察不到任何帧错误。结果证实已开发的OFDM基带工作良好，并且所包含的接收机功能在实际的多径干扰和RF损耗的影响之下在60GHz链路中是有效的。对于超过15m距离使用1/2码率QPSK传输，可获得低于10% FER，满足大多数无线局域网标准中要求。更高阶的调制（如16-QAM）也能获得少于10% FER，但是最大的发射距离限制在2m以下。先前的仿真说明只要保持LOS链路使用1/2码率的16-QAM发送距离可能超过3m。性能的差异归因于额外信道损失和RF非理想因素。



a) b)

图8-13 a）60GHz OFDM室内办公室环境下的测试建立的展示；
b）视频传输测试建立的展示[4]（来自© 2010 IEEE授权）

为了演示实时视频的传输，控制信号必须拥有双向链路。全双工60GHz双向链接通过两对频分60GHz模拟前端实现。这已在德国德累斯顿2009国际通信会议（ICC 09）演示过。

8.5 60GHz无线局域网应用的下一代OFDM演示

WIGWAM工程中设计了OFDM基带处理器，它支持400MHz带宽最大速率为

1Gbit/s 的点到点应用。如今，对不同无线应用，60GHz 系统需要更高的数据吞吐量和更宽的覆盖。例如，60GHz 的未压缩的高分辨率视频传输需要在传输距离为 10m 的距离接近 4Gbit/s 的速率[15]。IEEE 802.11ad 工作组现在正在制定一个 60GHz 无线局域网应用标准，目标是在增大覆盖范围同时拥有 1Gbit/s 的吞吐量和，支持无线局域网的使用场景[16]。为了满足在 60GHz 系统上的这些要求，在 EASY-A 工程中使用了最新设计的物理层开发下一代 OFDM 基带。IEEE 802.11ad 工作组所制定的目标是数千兆 60GHz 无线局域网系统。这一节简要的介绍这个系统和下一代 OFDM 演示系统的物理层设计。

8.5.1　信道规划和射频收发机

新的 OFDM 物理层和 RF 收发机设计成支持宽带和窄带信道规划[14]。为了确保与传统的 60GHz 设备（例如，IEEE 802.15.3c）共存，保留了 60GHz 标准中所定义的宽带信道规划。图 8-14 中标号 W1 到 W4 说明了这一点。在 57 ~66GHz 之间，定义了 4 个独立的信道，中心频点为 58.32GHz，60.48GHz，62.64GHz 和 64.80GHz（详见第 6 章）。每个信道允许最大 2160MHz 的带宽。为了支持这个信道划分计划，我们设计了一个带有 19.2MHz 晶体振荡器的锁相环[17]。

如图 8-14 所示，只要中心频率产生于同一个锁相环，一个宽带信道可以分成 3 个或者 4 个独立的窄带信道。这个窄带信道尤其适合于无线局域网系统，该系统中一个接入点对应大量同时存在的用户设备。划分为 4 个窄带信道，使得超过 7GHz 带宽使用 12 个信道成为可能，这几乎等同于 IEEE 802.11a 标准在 5GHz 频带中支持 12 个信道。

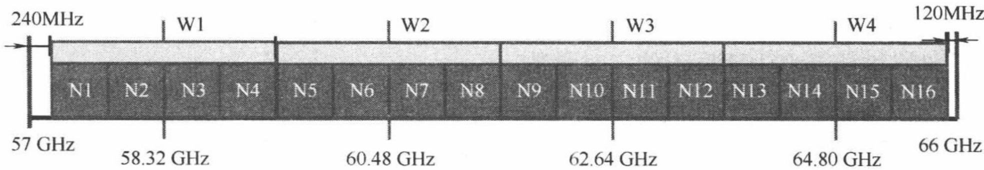


图 8-14　下一代 OFDM 基带宽带和窄带信道规划

图 8-15 所示为下一代 60GHz 收发机结构的框图。它是基于滑动 IF 结构，其中 12GHz IF 频带通过 48GHz LO 的频分产生的。因为它避免了为 IF 转换使用额外的晶体振荡器和锁相环，在保持超外差机制的优点的同时实现更低的功耗和更简单的集成。我们也通过把 60GHz 中的频选响应加入到更高的 IF（12GHz）中省掉了一个镜像抑制滤波器。

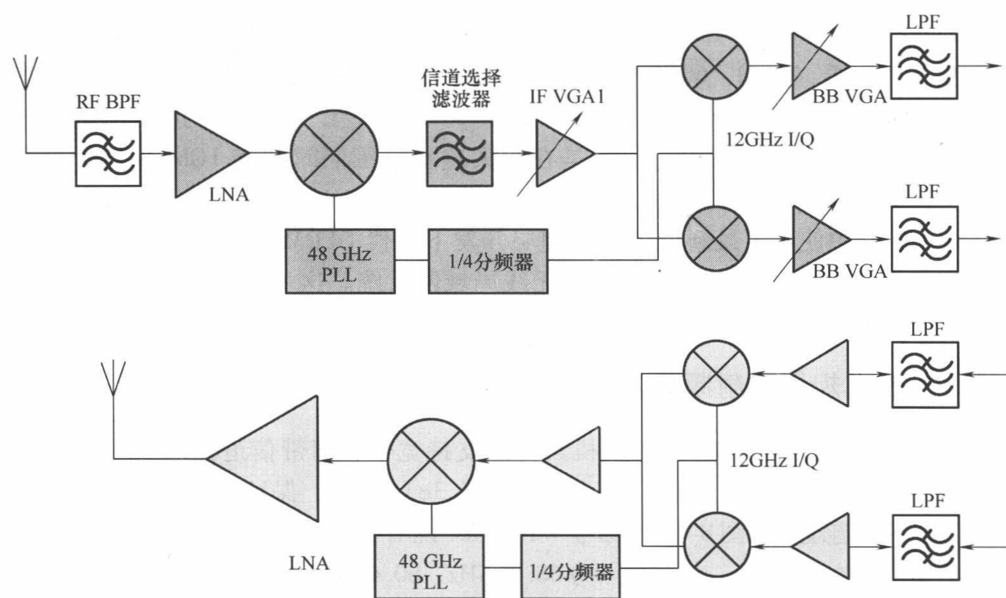


图8-15　60GHz滑动IF结构

8.5.2　下一代多吉比特OFDM物理层

为了宽带和窄带信道划分规划设计了两个OFDM物理层并在FPGA平台[18]上实现。相应的，宽带和窄带OFDM模式的采样频率为2160MHz和540MHz。两种频率可以产生于锁相环结构并用于RF中心频率的产生。对于快速的硬件实现，考虑到商用ADC可支持更高6位分辨率，我们决定了宽带机制的采样频率。表8-3总结了宽带和窄带OFDM模式的定时参数。

表8-3　设计OFDM物理层[4]的时间定时参数（来自© 2010 IEEE授权）

参　　数	窄带模式	宽带模式
信道带宽	540MHz	2160MHz
FFT带宽	540MHz	2160MHz
FFT大小	256	1024
子载波间隔	2.1MHz	2.1MHz
保护间隔	119ns($N_G=64$)	119ns
FFT周期	474ns	474ns
OFDM符号时间	593ns	593ns
数据子载波	192	768
导频/零子载波	16/5	60/5
标称使用带宽	449.3MHz	1757.11MHz

在两种OFDM模式中，子载波间隔、循环前缀、FFT周期和OFDM符号时间

应保持一致以便于互相之间的兼容性。为了使 SNR 损失少于 1dB，我们定义一个保护间隔为 FFT 符号时间的 1/4，即 $T_G = 118.5\text{ns}$。对比之前提到的 OFDM 参数，新的 OFDM 物理层对于相位噪声不太敏感，但对信道延迟扩展更为敏感。每一种模式在不同的码率的 BPSK 到 64-QAM 的调制方式下支持不同的发送速率。

为了获得比之前更高的编码增益，使用了卷积编码，考虑了两种不同的信道编码方式。一种是使用 Reed-Solomon 信道编码作为外部编码，因为它在不牺牲硬件复杂性的前提下改善了卷积内部编码的编码增益而且编码速率显著提升。为了达到这个目的，使用 IEEE 802.15.3c 中介绍的 Reed-Solomon（255，253）[1]。另一个方法是采用一种高编码增益的低密度成对校验码。我们使用 IEEE 802.16e 中介绍的 (768，384) LDPC 编码，因为它的块长度适合于 OFDM 数据子载波的数量并且在小的芯片尺寸[19]上实现具有灵活性。

8.5.3　60GHz NLOS 信道和 60GHz 相位噪声模型的性能评估

性能评估的主要目的是在 FPGA 实现之前优化设计物理层的子块。为了更准确地估计实际情况，60GHz NLOS 信道和 60GHz 相位噪声模型的全链路仿真被认为是包含了各种衰减的模型。在 IEEE 802.15.3c 工作组中提供了一些 60GHz 信道模型。在这些模型中，我们使用家居环境信道模型（对应于 CM2.3），因为它是评估[20]中是强制的信道模型。在接收机和发射机使用 30°HPBW 天线来进行空间过滤。

对于仿真，数百个 2048 字节的帧被发送并且如参考文献［20］中计算的平均 90% BER 链路成功概率。在实际 PER 仿真中考虑了保护间隔、导频和前导码中的能量。我们使用所有的接收机功能，包括帧同步，使用定义的前导码和导频［A］进行信道估计/均衡和普通相位错误检测。图 8-16 中展示了 60GHz 家居 NLOS 信道下的宽带 OFDM 物理性能。在所需的 10% FER 中没有观察到误码平层。我们也把它和加入了相位噪声的实际情况进行比较。仿真中采用了在 1MHz 偏移值为 $L_{\mathrm{SSE}} = -93\text{dBc/Hz}$ 单边带相位噪声。我们发现在 E_b/N_0 为 13.2dB 时实现 10% 的错误率。QPSK 和 16-QAM 调制中观察到少于 0.5dB 的下降。

从先前的演示系统可以注意到交织机制改善了 NLOS 信道环境的性能。对于卷积码，需要使用载波交织来把编码比特扩展到整个频谱上。此外，当映射在 MQAM 符号上时，相邻编码位应该有交互的比特可靠性。定义在 IEEE802.11a 标准中的标准置换满足了两方面的要求。以下以不同标号给出了置换规则：

$$N_{\mathrm{block}} = N_{\mathrm{D}} m, N_{\mathrm{round}} = N_{\mathrm{D}} / \Delta_{\mathrm{SC}}$$

$$\Delta_{\mathrm{bit}} = m\Delta_{\mathrm{SC}}, s = \max(m/2, 1)$$

$$p(k) = \Delta_{\mathrm{bit}}(k \bmod N_{\mathrm{round}}) + [k/N_{\mathrm{round}}]$$

$$q(p) = s[p/s] + ((p + N_{\mathrm{block}} - [N_{\mathrm{block}} p / N_{\mathrm{block}}]) \bmod s)$$

第一个置换规则在下一个循环组以同样方式处理之前完全填满了位于步长为

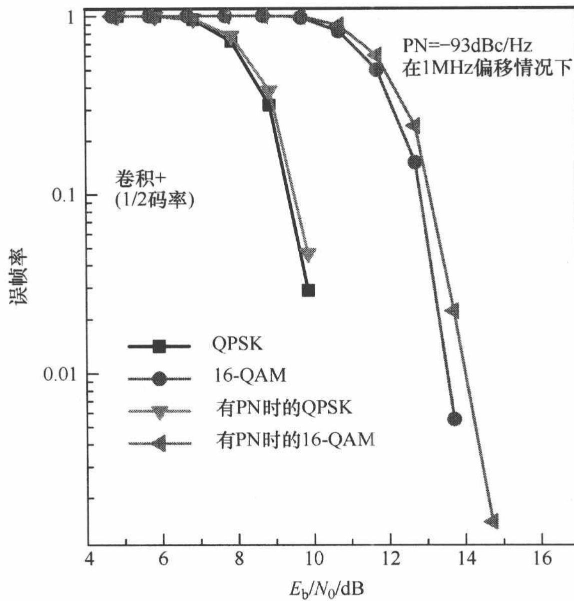


图 8-16　在 NLOS 市区信道和 60GHz 相位噪声模型[4]下设计宽带 OFDM 物理层的性能评估（来自© 2010 IEEE 授权）

Δ_{SC}的网格上的 N_{block} 子载波，交织器唯一的自由参数是步长 Δ_{SC}。因此我们以输入序号和步长 Δ_{SC}的函数来写这个置换：

$$y=q(p(x))=f(x,\Delta_{SC}),$$

一个非常短的步长导致了相邻编码比特之间的短距离，这可能低于信道的相干带宽。非常大的步长将导致小群。两种情况都将破坏比特错误统计独立的假设，这将降低交织性能。一个优化的步长可通过最大化码性能来找到。我们在第三个置换中加入这个标准交织器，它能在不削弱小步长的情况下实现更长的群。这被称为折叠交织器。一个额外的自由参数——折叠因子 N_{fold} 提供了一个更宽范围的置换机制[21]，即

$$y=f(x,\Delta_{SC}/N_{fold}),$$

$$N_{block}=N_D\cdot m/N_{fold},N_1=m\Delta_{SC}/N_{fold},N_2=m\Delta_{SC},$$

$$Z=y\bmod N_1+[(y\bmod N_{block})/N_1]N_2+N_1[y/N_{block}]。$$

为了研究 IEEE802.11a 不同参数的标准交织器和折叠交织器的卷积码性能，图 8-17 显示了不同交织参数下的性能比较。可以观察到两种折叠交织机制略微优胜于最佳参数的标准交织器。性能增益在 BER 为 10^{-5}时性能差接近 0.5dB，并且它没有带来额外的开销。

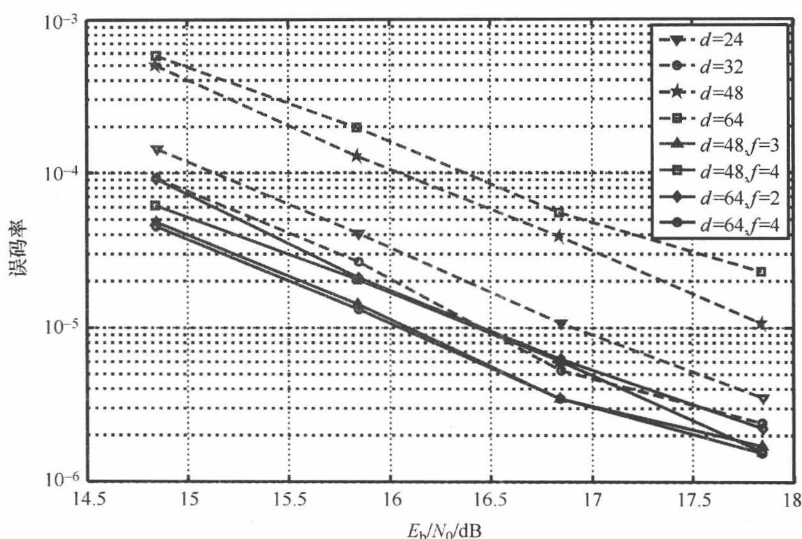


图 8-17　不同交织器的性能比较

为了获得更高的吞吐量，前导码长度从先前的 11 个 OFDM 符号缩短为 6.6 符号。这在改进的信道估计机制的帮助下是可能的，它使得前导码的长度从 4 个符号减少到 2 个符号成为可能。在 60GHz 信道中，信道冲击响应长度经常比 FFT 长度短得多。提出的机制是为了滤除估计的信道冲击响应，远非是实际的信道冲击响应，在信道估计中很可能仅仅是噪声。这潜在的带来了频域的信道平滑功能。信道系数 H_n 是通过平均估计两个长前导符号来初始化的。从这些估计中，平均相位 $\Delta\emptyset$ 从一个子载波到下一个子载波递增，这通过一个相位解缠机制[21]估计。然后信道因子旋转来获得零相位。在这种方法中，响应的冲击响应在时域偏移，所以主要的能量冲击响应可以在零时间找到，即

$$G_n = H_n \exp(-j\Delta\emptyset n)$$

这样旋转后，在频域使用了滤波卷积，它提供了在时域的低通滤波功能。滤波器 B_n 的作用是为了衰减之前提到的噪声部分远离信道冲击响应，即

$$K_n = G_n \otimes B_n$$

图 8-18 展示了 60GHz NLOS 家居信道模型的信道估计性能改善情况（所需的 SNR 获得了超过 4dB 的改善）。

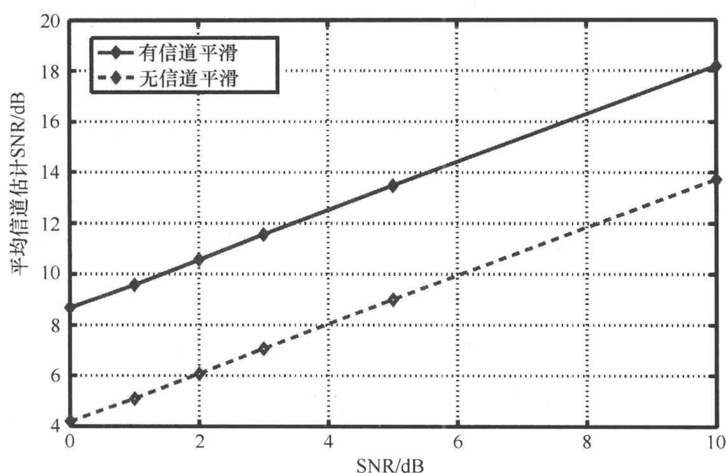


图8-18 带和不带提出的信道平滑的信道估计结果

参考文献

[1] IEEE 802.15.3c (2009) *Part 15.3: Wireless medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specification for high rate wireless personal area networks (WPANs): Amendment 2: Millimeter-wave based alternative physical layer extension*.

[2] http://www.wigwam-project.de

[3] http://www.easy-a.de/

[4] Choi, C.-S., Grass, E., Piz, M., Ehrig, M., Marinkovic, M., Kraemer, R. and Scheytt, C. (2010) 60-GHz OFDM systems for multi-gigabit wireless LAN applications. *IEEE Consumer Communications and Networking Conference*, Las Vegas.

[5] Heinemann, B., Barth, R., Knoll, D., Ruecker, H., Tillack, B. and Winkler, W. (2007) High performance BiCMOS technologies without epitaxially-buried subcollectors and deep trenches. *Semiconductor Science and Technology*, **22**, 153–157.

[6] Peter, M., Keusgen, W., Kortke, A. and Schirrmacher, M. (2007) Measurement and analysis of the 60-GHz in-vehicular broadband radio channel. *66th IEEE Vehicular Technology Conference*, Fall.

[7] Sawada, H., Shoji, Y., Choi, C.-S., Sato, K., Funada, R., Harada, H., Kato, S., Umehira, M. and Ogawa, H. (2006) LOS office channel model based on TSV model. IEEE 802.15-06-0377-01-003c, IEEE 802.15.3c, 2006.

[8] Xu, H., Kukshya V. and Rappaport, T. S. (2002) Spatial and temporal characteristics of 60-GHz indoor channels. *IEEE Journal of Selected Areas in Communications*, **20**(3), 620–630.

[9] Manabe, T., Miura, Y. and Ihara, T. (1996) Effects of antenna directivity and polarization on indoor multipath propagation characteristics at 60-GHz. *IEEE Journal of Selected Areas in Communications*, 14(3), 441–448.

[10] Piz, M. and Grass, E. (2007) A synchronization scheme for OFDM-based 60 GHz WPANs. *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Athens, September.

[11] Piz, M., Krstic, M., Ehrig, M. and Grass, E. (2009) An OFDM baseband receiver for short-range communication at 60 GHz. *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*,

Taipei, May.

[12] Tosato, F. and Bisaglia, P. (2002) Simplified soft-output demapper for binary interleaved COFDM with application to HIPERLAN/2. *IEEE International Conference on Communications*, New York, April/May.

[13] Krstic, M., Piz, M. and Grass, E. (2008) 60 GHz datapath processor for 1 Gbit/s. *VLSI-SOC*, October.

[14] Choi, C.-S., Grass, E., Herzel, F., Piz, M., Schmalz, K., Sun, Y., et al. (2008) 60 GHz OFDM hardware demonstrators in SiGe BiCMOS: state-of-the-art and future development. *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Cannes, September.

[15] Wireless HD Consortium. http://www.wirelesshd.org

[16] IEEE 802.11ad task group. http://www.ieee802.org/11/Reports/tgad_update.htm

[17] Herzel, F., Choi, C.-S. and Grass, E. (2009) Frequency synthesis for 60-GHz OFDM transceiver. *EuWiT 2008*, Amsterdam, October.

[18] Choi, C.-S., Piz, M. and Grass, E. (2009) Performance evaluation of Gbps OFDM PHY layers for 60-GHz wireless LAN applications. *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Tokyo, September.

[19] IEEE 802.16e (2005) *Part 16: Air interface for fixed and mobile broadband wireless access systems: Amendment 2: Physical and medium access control layers for combined fixed and mobile operation in licensed bands*.

[20] Seyedi, A. et al. (2008) TG3c system requirement. IEEE 802.15-07-0689-00-003c, IEEE 802.15.3c, 2008.

[21] Piz, M., Grass, E., Marinkovic, M. and Kraemer, R. (2009) Next-generation wireless OFDM systems for 60-GHz short-range communication at a data rate of 2.6 Gbps. *OFDM Workshop*, Hamburg, September.

第9章 媒体访问控制设计

Harkirat Singh

媒体访问控制（MAC）协议控制着共享媒体的访问权限。在一个半双工无线信道中，当节点正在进行帧传输时，不能同时侦听到信道。所以，一个有效的MAC协议是必要的。由于发射机不能检测到冲突，一个典型的MAC机制要尝试通过冲突避免原则降低冲突发生的可能性。比如，在IEEE 802.11中，设备想要访问信道，首先要侦听媒体来决定信道是否空闲。如果空闲，设备等待一个额外的、随机的时间周期，如果媒体仍然空闲就传输。然而，如果信道是忙碌的，设备将进入随机退避周期并一直等待到传输结束。这样就避免了多台设备在传输结束之前就立刻竞争信道。这样基于MAC体制的载波侦听必须使用所有方向上发射和接收功率都相等的全向天线。虽然全向天线模型有利于有效的接入媒体，但是它们也会对其他设备产生额外的干扰。

60GHz频带提供了波长为5mm的超短波，能有效地减小天线的尺寸。现在，在一个节点上增加大量天线元件阵列（或定向天线）是可实现的。定向天线相比全向天线具有一些优势。比如，定向天线在小区域辐射更多的能量，它的好处在于如果预期的功率直接指向了目标用户则会减少不必要的干扰。这不仅有助于提高预期的接收端的信噪比，而且定向天线通过空间复用还可以提升网络吞吐量。因此，与全向天线相比，它允许更多的并行传输。图9-1给出了一个由定向天线增强空间

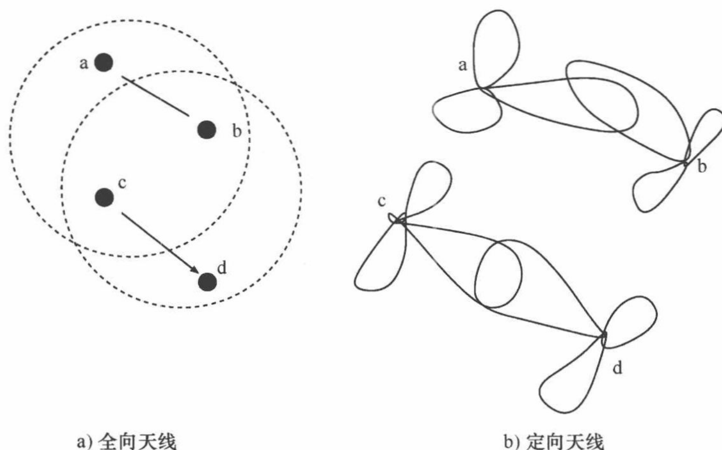


图9-1 全向和定向天线[1]（来自© 2008IEEE授权）

复用的场景。节点 a 和 c 分别有要到达节点 b 和 d 的数据包。如果 a 和 c 同时用全向天线传输就会发生帧冲突，并且两个节点都会进行随机退避并且各自独立的尝试重新发送。然而，利用定向天线，a 和 c 可以成功地同时传输数据包。不过，定向天线给 MAC 设计带来了新的挑战。比如，带定向天线的节点不能在所有的方向接收，因此可能会丢失其他方向上的数据帧或控制帧。

本章将讨论定向天线给 MAC 层设计带来的挑战。为了在 MAC 服务接入点支持数千兆的数据速率，MAC 效率需要达到 80% 或更高。为了提高 MAC 服务访问点的效率，使用了大量的技术，诸如一个长数据包（大约数百 KB 量级）、数据聚合、块确认和自动重发请求（ARQ）。最后，为了支持未压缩的视频流传输，对 MAC 层设计进行了深入探讨。

9.1　使用定向天线的设计问题

在这一部分，我们列举了 MAC 层由于采用定向天线出现的问题。定向天线产生的一个比较突出的问题就是“失聪”，之所以邻近的节点是相互不可见的，不仅仅是因为彼此的间隔距离，也因为定向天线波束方向上的差异。因此，设备发现在定向（或波束形成）传输面前变得富有挑战性了。在两个设备相互通信前必须识别邻居。

图 9-2 描述了由于定向天线的存在而可能产生的隐藏终端和失聪的问题。此处，节点 e 是节点 a 的一个单跳邻居，节点 c 和 d 是节点 b 的单跳邻居。假设节点 a 在向节点 b 传送数据。会有以下的情形：

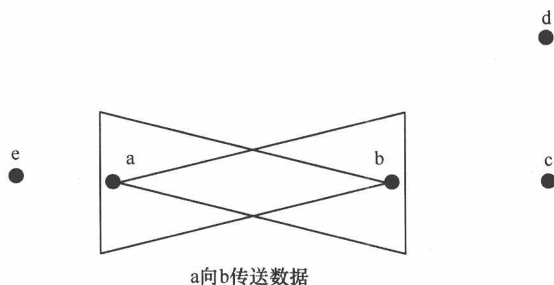


图 9-2　失聪和隐藏终端的问题

1）c 要向 b 传送。这种情况下，由于 c 侦听到没有信道活动，c 会向 b 发送一个发送请求（RTS）帧（如 IEEE802.11）。鉴于 b 有线性天线阵列，b 点的波束方向是定向指向 a 的，并且阻止 b 从 c 的接收。假定 a 要向 b 发送大量数据，c 进行多次重发尝试，将造成 c 点退避窗口值很大。假如 a 到 b 的传输在一个确定时间点完成。当节点 c 知道 b 空闲能接收新数据包时会立刻开始向 b 传输。然而，因为在

当前的网络协议中c并不能知道b是否空闲，c就要等待并且减少不必要的退避时间。因此，定向传输不仅在b点产生了来自c的不需要的干扰，某些情况下也浪费了信道资源。如果节点使用的是全向天线，这些问题是不会出现的。

2）d传向b。这种情况与c传到b相似。

3）节点c、d由于定向传输对a来说是隐藏的，由于间隔距离较远e对b来说是隐藏的。

Ko等人在参考文献［2］中通过结合全向的和定向的“发送请求”（RTS）和“允许发送”（CTS）解决了“失聪”的问题。他们假设定向天线的增益和全向天线的增益相等。假设天线模型是只能在90°扇区传输的扇形天线。因此，这种天线系统需要4个天线元覆盖所有的方向。对两种不同的方案进行了评估。

第一种方案由一系列的定向RTS（DRTS）、全向CTS（OCTS）、定向数据（DDTA）和定向确认（DACK）组成。控制包（RTS/CTS）包含了发送者和接收者的地理位置信息。地理位置信息可通过全球定位系统（GPS）获得。假设点x有要发给y的数据包，同时，点a是点x前一跳的邻居。因为a不能侦听到来自x的DRTS，因此它有空闲向x发送它自己的DRTS。a发送给x的DRTS会干扰到x接收y发送的OCTS或ACK控制包。因此，这套方案在某些情况下发生控制包冲突的可能性较高。

第二个方案是通过将结合DRTS和全向RTS（ORTS）的传送方法缓解了大量冲突的问题。节点会跟踪其封锁了的定向天线，这些定向天线是在极化天线扇区接收数据包的整段时期仍然被封锁，其中发送的持续期包含了诸如RTS和CTS（如IEEE 802.11）的各个控制包。因此，如果x处的定向天线都未被封锁，x会发送一个ORTS；否则，如果需要的定向天线被封锁的话，x就会发送一个DRTS。第一个方案以较高控制封包冲突的代价允许多个并行传输；第二个方案则是以减少信道的空间复用为代价，降低了这种冲突发送的可能性。

Nasipuri等人在参考文献［3］中提出一种不带任何位置信息的采用定向天线的移动节点的MAC协议。每一个节点都装备有M个定向天线阵元，每一个天线阵元有一个圆锥方向图，覆盖$2\pi/M$弧度的扇角。假定MAC协议能够将任何一个或所有天线阵元在主动与被动模式之间切换。这篇文章里作者假定所有的天线阵元具有相同的增益。协议使用了RTS/CTS控制包的全向传输。接收端使用选择分集，即接收者使用来自天线接收到的信号功率最强的信号。接收端会记录下收到信号功率最强的天线，因此，接收端也会辨识最大信号功率的方向。发送方使用这个信息定向传输数据包，随后是确认消息（ACK）的定向交换。这个解决方案以较少的空间复用为代价缓解了“失聪”问题。

为了有效地避免冲突，IEEE 802.11（2007）协议[4]在传送数据包前做了虚拟的和物理的载波侦听。每一个传输的数据包都有一个持续时间字段表明传输的剩余

时间。所以，侦听到的节点在这段持续期间可以保持沉默。侦听到的节点将这个值记录在一个被叫做网络分配矢量（NAV）的变量中。当一个节点要传送数据时，它会先去查看网络分配矢量（NAV）；如果 NAV 不为零，节点判定媒体为忙碌，这就叫做虚拟载波侦听。Takai 等人[5]将 NAV 延展到装备有定向天线的节点所处的环境中，新的协议被称为定向虚拟载波侦听（DVCS）。节点缓存了收到信号的到达角（DOA）信息，节点为了缓存信号会保持混合模式。在 DVCS 中，一个节点发送 4 个定向 RTS，如果没有定向 RTS 的回应则剩余的 3 个为全向 RTS。这个方案到达了很好的空间复用。Choudhury 等人在参考文献［6］中提出了定向 MAC（DMAC），也是为了达到最大的空间复用，并且建议所有的 MAC 层操作都定向执行。但是，这些协议没能解决“失聪”的问题。

ElBatt 等人在参考文献［7］中介绍了封锁和未封锁波束的有趣想法。他们打算修改 RTS/CTS 数据包，把数据包发送之前的波束索引包含进来。RTS/CTS 数据包在所有的未封锁波束上传输，处于封锁波束覆盖范围内的节点会察觉不到。这导致了“失聪”的问题。为了解决“失聪”的问题，他们在封锁波束上发送另一套 RTS/CTS 数据包，发送时使用的频率与未封锁波束的用于侦听预留帧的频率不同。因此，每个节点需要配备两个收发射频来克服“失聪”的问题。参考文献［7］依然存在定向隐藏终端的问题。

Korakis 等人在参考文献［8］中通过用定向天线循环多次传输效仿一个全向 RTS，从而解决“失聪”的问题。如果一个节点需要 M 个波束覆盖 360°，则节点将发送 M 次 CTS 控制帧。目标节点用一个单一的定向 CTS 帧来进行回应。值得注意的是，在一个空间复用使用效率有限的场景下（如线性网络），这样的方案不会有多大的帮助。此外，在这样的情况下增加天线单元的数量会减少波束宽度，也会对吞吐量产生负面的影响。

Choudhury 和 Vaidya[9]通过在两点之间数据传输之后传送一个全向的带外载波来解决“失聪”的问题。带外载波通过终止退避解决节点“失聪”问题，如果载波来源的地址和导致节点调用重复退避的预期接收者匹配时终止补偿。该方案并不能解决在丢失 RTS/CTS 的情况下定向隐藏的终端的问题。

总而言之，定向传输有助于提高整个系统的吞吐量，但也会导致“失聪”和定向隐藏终端问题，如果没有解决方法，会抵消定向传输带来的好处。在下一部分，我们将介绍用于解决定向 60GHz 传输的 IEEE 802.15.3 MAC。

9.2　针对 60GHz 的 IEEE 802.15.3c MAC

IEEE 802.15.3(2005)[10]规定了一套基于 MAC 的时分多址接入的协议，针对无线个域网（WPAN），工作于约 10m 的短距离范围。在 IEEE 802.15.3 中，一个

微微网协调器（PNC）周期性地发送信标帧，传播有关超帧的各种参数，比如信标间隔、竞争访问时段（CAP）、竞争空闲时段（即信道时间分配（CTA）），信标帧也帮助维持WPAN中的时钟同步。与基于竞争的MAC协议对比，基于时分多址协议非常适合60GHz定向传输克服前面9.1节所述的“失聪”和邻居发现的问题。在本节中，我们将研究IEEE 802.15.3c(2009)[11]相比IEEE 802.15.3 MAC，为了解决60GHz定向传输而出现的修改。

9.2.1 邻居发现

IEEE 802.15.3c(2009)[11]为基于无线个域网（WPAN）的微微网协调器（PNC）提供了简单的邻居发现。假设一个PNC有P_{TX}个发射天线和P_{RX}个接收天线，它能分别的在P_{TX}和P_{RX}个方向上发送和接收。同样，一个设备[⊖]有D_{TX}个发射天线和D_{RX}个接收天线。PNC发送准全向（Q-omni）信标P_{TX}次，使用P_{TX}个天线中的每个发送一个副本，以便位于不同角度方向的设备加入到同一个微微网中，如图9-3所示。设备在全部D_{RX}个方向上侦听Q-omni信标以便能找到最优和次优的方向对，寻找是基于链路质量指示的，比如信噪比（SNR）。设备在决定最优和次优对之前至少要对比$P_{RX} \times D_{RX}$次。此后，设备把它的最优发送方向在关联的子竞争访问时段（S-CAP）传输通过关联命令告知PNC。需要注意的是，在IEEE 802.15.3中，CAP被用于全向传输和接收，但IEEE 802.15.3c把单个的CAP分开成多个的子竞争访问时段（S-CAP），每一个都与PNC中的P_{RX}个接收方向匹配。所以，PNC至少需要P_{RX}个S-CAP以便发现所有可能的邻居。对于对称天线系统（SAS）的情况，在一个PNC处（或一个设备处）的传输方向也同样用于信号接收。这种情况下，$P_{TX}=P_{RX}$且$D_{TX}=D_{RX}$。一个设备，根据来自PNC的D_{RX}个方向里最优的Q-omni信标，在一个子竞争访问时段（S-CAP）期间针对Q-omni信标回复一个应答，这个应答和PNC的最优传送波束P_{TX}采用同样的索引。但是，在非对称天线系统（AAS）中，传送方向和接收方向不同（$P_{TX} \neq P_{RX}$），甚至在找到最优Q-omni信标（即P_{TX}）后，设备依然不知道PNC处的最优接收方向。因此，设备需要在关联的S-CAP间在不同的D_{TX}个天线上传送关联请求命令，直到PNC回复了关联请求命令。

完成一轮邻居发现的总时长由PNC处天线阵元数和设备天线阵元数最大值决定。一个两级的邻居发现被用于优化邻居发现周期[11]，这些已在第4章4.2节中进行了讨论。第一级的邻居发现包括粗略级别的邻居发现，而第二级将在发现的粗

⊖ 术语“设备”（device）用于IEEE 802.15中，而术语“站”（station）用于IEEE 802.11中。在本章中它们可以互换。

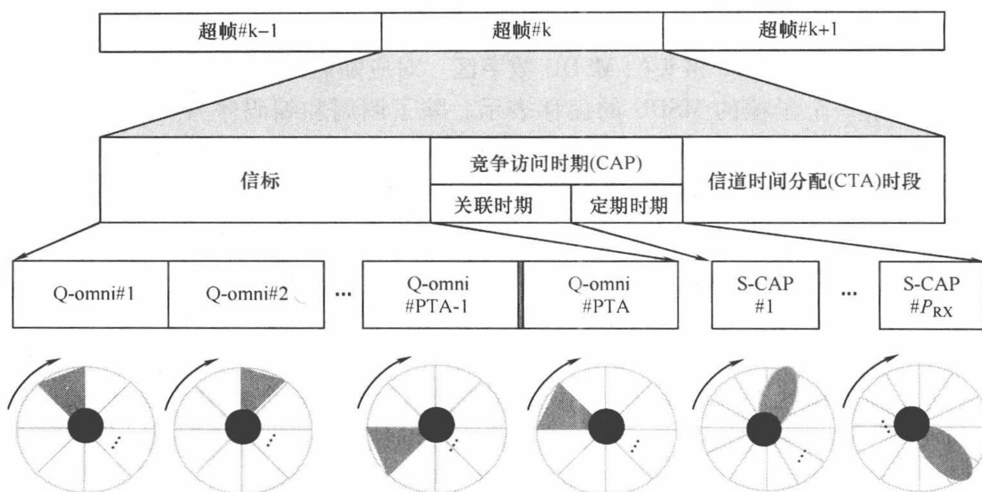


图 9-3　802.15.3c 中针对 PNC 设备发现的准全向（Q-omni）信标和竞争访问时段（CAP）[11]（来自© 2008 IEEE 授权）

略级别方向下完成一个细致级别的探索。由于粗略级别的发现过程使用了一个波束宽度较宽的天线方向图（或一个较宽的定向扇区），所以覆盖 360°空间所需的总时长远少于使用较窄波束宽度时的情况。

9.2.2 聚合和块确认

IEEE 802.11n 提供了两种聚合方案。在聚合 MAC 服务数据单元（A-MSDU）方案中，多个 MAC 服务数据单元被聚合在一个 MAC 帧中，默认放在了 MAC 层的顶端。在聚合 MAC 协议数据单元（A-MPDU）方案中，多个 MAC 协议数据单元被聚合在一个 MAC 帧中放到 MAC 层的底部。聚合的帧将被转发到物理层（PHY）用于传输。这种聚合方案的存在一个潜在的缺陷就是当最小的重传单元是单个的 MAC 协议数据单元（MPDU）时，MAC 服务数据单元（MSDU）不能被重传。另一个重要限制就是聚合帧中的 MSDU 不能用不同的调制和编码方案（MCS）进行调制和编码。

IEEE 802.15.3c 中的聚合方案克服了上述提及的缺点，它允许单个的 MSDU 重传，也允许聚合的 MSDU 使用不同编码率。IEEE 802.15.3c 提供了三种聚合模式，分别是将要介绍的标准聚合、低延迟聚合和音视频（AV）聚合。

9.2.2.1 标准聚合

标准聚合可以用于高速数据和 AV 的聚合。图 9-4 描述了在源处的标准聚合。一个 MSDU 可以映射到一个或多个子帧的有效负荷。每一个有效的子帧有效负荷会有一个子帧报头（SH）。这个子帧报头（SH）包含了对应目标设备的必要信息，

以便目标设备能通过解聚合接收到的MPDU精确地恢复出原始数据。第一子帧的MSDU数被放置在MAC报头的MSDU数字区。对应随后的子帧的MSDU数则是通过它相对第一个子帧的MSDU的偏移表示。除了调制和编码序号（MCS）之外，子帧报头（SH）字段也包含了子帧长度、MSDU分段标志、重传标志和帧校验（FCS）标志。因为一个MPDU至多能聚合8个子帧，8个子帧报头（SH）被合并在一起放在MAC子报头如图9-4所示。对于一个包含了少于8个子帧的MPDU，其相应SH中的子帧长度会被置零，以表明子帧有效负荷不存在。标准聚合因为聚合了ACK信息和数据，能支持单向和双向的数据传输。对于单向传输，目标设备根据收到的一个聚合MPDU，通过MAC子报头中设定的块确认（见图9-5）表明每一个子帧的状态。由于单向传输中没有数据被包含在聚合帧中，在全部的8个SH中子帧长度字段将被置零，以此表明没有数据被聚合。对于双向数据传输，如果需要，目标设备可将块确认和数据聚合在子帧有效负荷中。

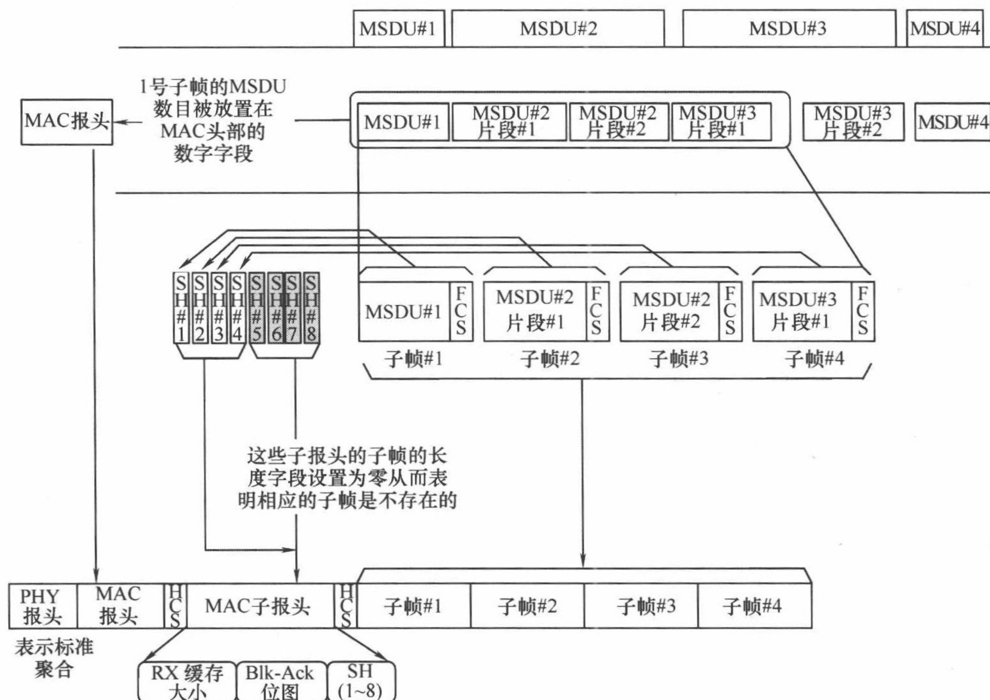


图9-4　标准聚合[11]（来自© 2009 IEEE授权）

目标设备会通过解聚合来准确地提取收到的MSDU。在收到一个物理层会聚协议的数据单元后，目标设备会检查如图9-5所示的物理层报头中聚合类型。随后，会通过验证HCS字段核实MAC报头和子报头的正确性。MAC报头和子报头字段是使用鲁棒性最强的MCS进行的编码，以便最小化这些字段里的出错率，因为一

个错误的 HCS 将会丢弃掉整个 MAC 帧。在 8 个 SH 信息的基础上，目标设备通过对应的 FCS 验证每一个子帧。MSDU 数是通过到 MAC 报头中的 MSDU 数的偏移叠加产生的。SH 中的分段字段帮助合适的重整子帧有效负荷以便重新产生原始的 MSDU。

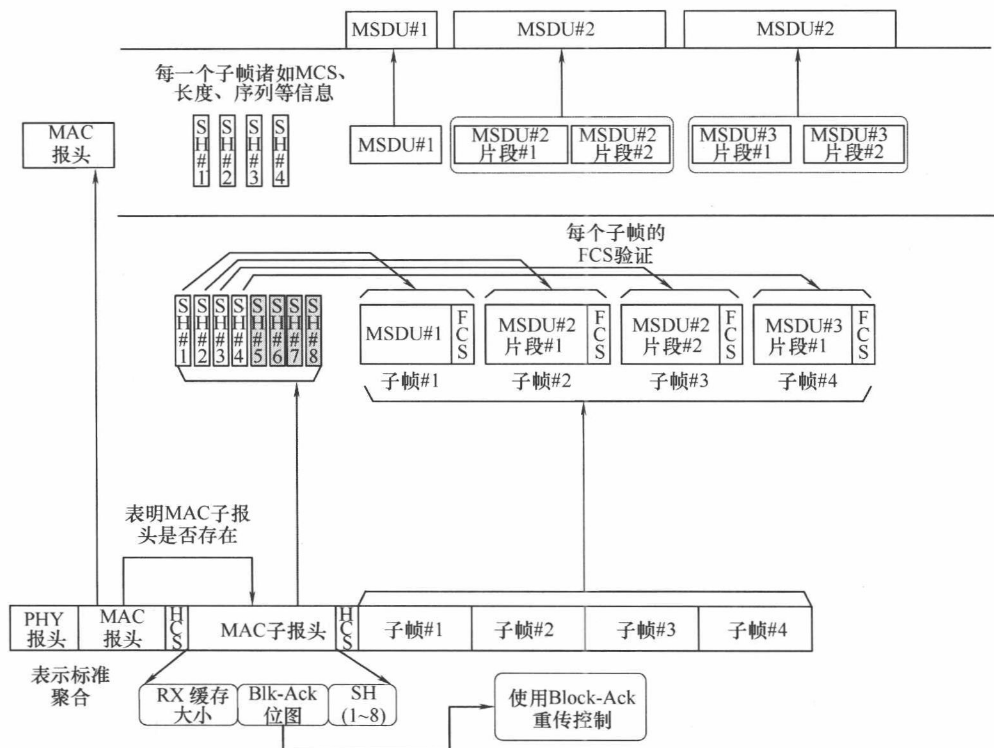


图 9-5　标准解聚合[11]（来自© 2009 IEEE 授权）

9.2.2.2　低延迟聚合

这种聚合模式适合有低延迟需求双向通信的应用，比如 USB、串行总线（PCI Express）和无线坞站。在源设备的物理层报头中设定以表明低延迟聚合模式。源和目标站通过交互双向信道时间分配（CTA）转让信息来协商信道时间分配（CTA）转让时间。在从上一个 CAT 放手周期结束到下一个 CTA 开始期间源站没有 MSDU（数据）时，源站会聚合零长度的数据当双向 CTA 没有周期性 MSDU 可用时，源站也会聚合零长度的数据。

如图 9-6 所示，源 MAC 层把一个 MSDU SH 和每一个收到来自更高层的 MSDU 放在一起。MSDU SH 字段包含了一个 MSDU 字段，用来标识一系列发给目标设备的 MSDU 中的一个 MSDU。子帧长度字段包含了子帧的长度。如果周期数据不存

在，则一个零子帧长度空闲数据将被聚合。零长度 MSDU 序号会分配给源设备中最新被确认的序号。在 MAC SH 中的 MSDU 应答数字段表示被传输的块确认位图字段的第一个 MSDU 序号。MSDU 应答数字段用于为块确认位图字段生成偏移位。MSDU 请求数字段表示在发射端被确认的最新的 MSDU 序号。

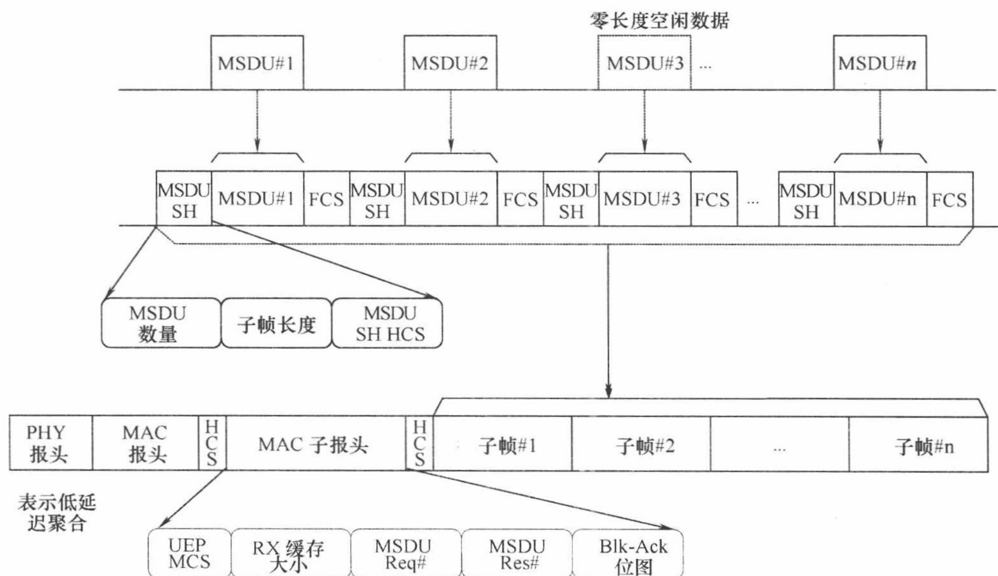


图 9-6 低延迟聚合[11]（来自© 2009 IEEE 授权）

目标设备会为每一个 MSDU SH 验证 MSDU SH HCS 字段。如果 HCS 无效，目标设备会寻找一个有效的 MSDU SH HCS，直到找到一个匹配的有效 MSDU HCS 为止。一旦找到匹配的，目标设备然后就在预期的子帧长度有效负载之上验证计算的 FCS 字段的有效性。如果 MSDU 被错误的接收，则在随后传输的根据从 MSDU 应答数字段的顺序位移的块确认位图字段中的相应的位会被置零，如图 9-6 中所示。在每一个双向 CTA 转让时间期间或更短时间内源设备和目标设备通过使用 IEEE802. 15. 3 CTA 中的转让时间方法[10]互换数据传输和接收的角色，它允许另一台设备在给定的 CTA 传输数据。在低延迟聚合模式中，一个聚合帧最多能聚合 256 个子帧。

9. 2. 2. 3 音视频（AV）聚合

AV 聚合适用于 AV OFDM 中的高速率物理层（HRP），其目标为了能以一个高效的方式传输无压缩的音视频。一个聚合帧至多能聚合 7 个子帧。如图 9-7 所示，拓展的 MAC 报头包括了 MAC 扩展报头、安全报头和视频报头。MAC 扩展报头字段包括类型字段和 ACK 组字段。类型字段表明子帧中的数据类型。类型字段中合

法的值有 MAC 命令、数据、音频和视频。ACK 组是将 7 个子帧映射到 5 个 ACK 字位，因此，7 个子帧最多能加入 5 个 FCS 字段。当与子帧相应的 ACK 组被置零，就会开启一个新的 ACK 组。然而，如果子帧是前一个 ACK 组的一部分，则子帧的位被设定为 1。因此，ACK 组字段的第一位，对应于第一个子帧，总是被设定为 0。同样，置零位的总数最多 5 个。图 9-7 显示了子帧 1 ~3 映射到第一个 ACK 组的情况。剩余的 4 个子帧（4 ~7）都分别映射到 4 个 ACK 群中的一个。在这个例子中，ACK 群字段设定就为“0110000”。校验位会计算每一个 ACK 群并储存到 FCS 字段中。

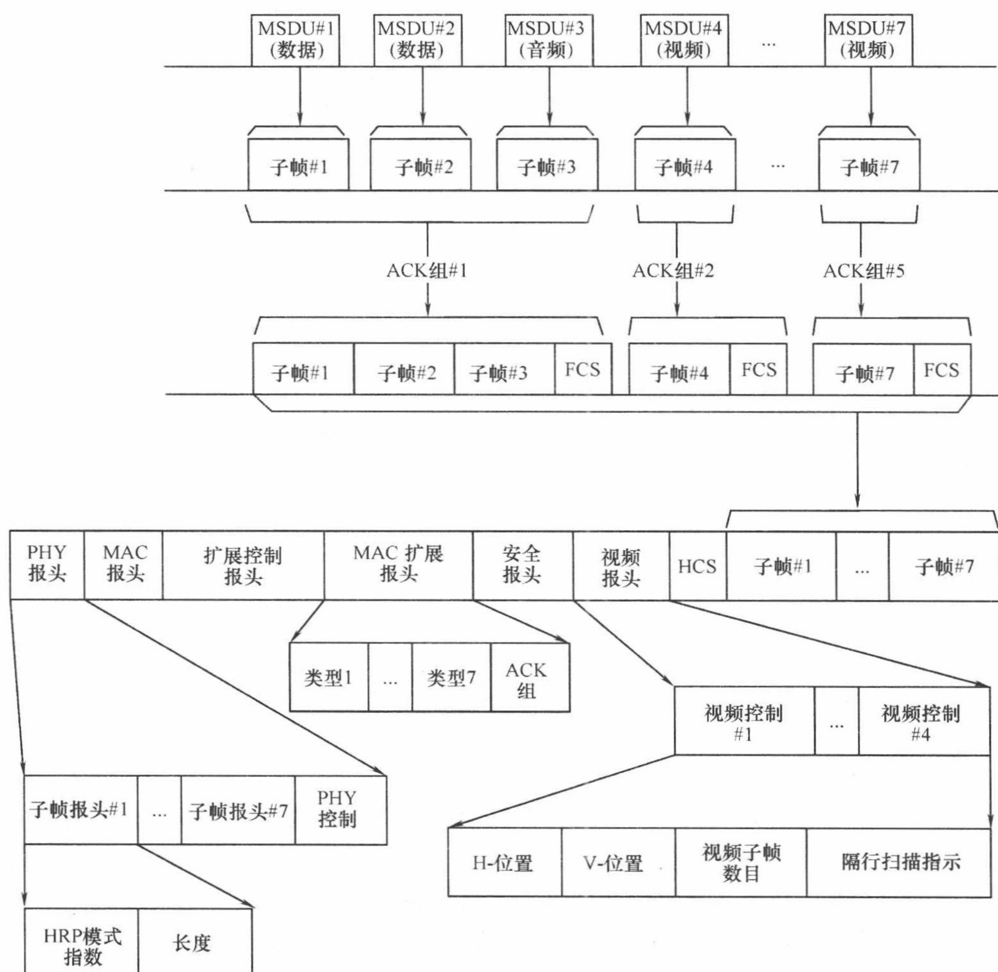


图 9-7　AV 聚合[11]（来自© 2009 IEEE 授权）

在AV聚合中，视频子帧不聚合也不分裂；因此在视频MSDU和相应的子帧中有可能存在1对1的映射。对于每一个视频MSDU，视频报头包含视频相关信息。一个聚合的MAC帧中最多能聚合4个视频子帧，这是因为视频报头中的视频控制字段总数固定设定为4，如图9-7所示。H-位置处和V-位置处的字段分别包含了子帧中第一个像素的横坐标和纵坐标（在视频帧中）。视频帧数字段包含了一个计数器，它保持记录了视频帧的像素属于哪个子帧。针对无压缩视频，视频帧的序号顺序增加。针对隔行视频，视频帧的序号每次加2。然而，每一个视频帧有两个帧序号，从属于第一字段的视频帧是偶数序号，从属于第二字段的帧奇数序号。因为MAC报头是用鲁棒性最好的MCS编码，在MAC报头中的视频报头的误码率比视频子帧有效负荷的误码率低。

无论与之对应的子帧有效负荷是否有效，物理层报头总是包含了7个子帧报头。长度字段表明了与之对应的子帧有效负荷的长度。如果一个子帧有效负荷不存在，则长度字段置零。高速率物理层（HRP）模式索引字段表明了用于子帧的MCS。可用于HRP模式索引的可能取值参见5.3.4节的表5-5。物理层控制字段包含一个不等误差保护（UEP）字段，它连同HRP模式索引可以用来区分“映射的不等误差保护”和“编码的不等误差保护”模式。稍后我们会更详细的讨论不等误差保护（UEP）。

标准聚合、低延迟聚合和AV聚合方案对比总结见表9-1。

表9-1　IEEE802.15.3c（2009）[11]**中聚合方案的小结**（来自© 2009 IEEE授权）

	标　准	低　速　率	音　视　频
单个子帧可用不同的MCS单独编码	是	否	是
一个MPDU中聚合的最大子帧数量	8	256	7
有效支持音视频	否	否	是
允许分裂的MSDU传输视频数据	是	是	否
支持双向低延迟数据	否	是	否
视频报头较好的保护	否	否	是

9.2.2.4　块确认

对每一个子帧有效负荷，FCS会在计算校验了最低有效位（LSB）和最高有效位（MSB）后进行一次循环冗余校验（CRC），或分两次分别对子帧有效负荷的最低有效位（LSB）和最高有效位（MSB）进行校验计算。目标设备通过发送一个块确认位图，表明之前收到的MAC帧里的子帧的状态。在两次校验的情况中，第n个MSB字段表明MSB中第n个子帧部分的状态，第n个LSB字段表明LSB中第n个子帧部分的状态。而在一次校验的情况下，块确认中一个位同时表示了子帧中MSB和LSB部分的状态。

9.3 支持未压缩视频的设计考虑

在数据通信中所有的比特都是同等重要的，因此要受到同等的保护。然而在未压缩的视频流中，一些比特有更高的重要性。比如说，相对于最低有效位，一个像素的最高有效位会对视频质量产生极大的影响[13]。因此不同比特可以区别对待，也不必总是用同样的误码率控制来传输所有比特。UEP 提供了一个根据重要性来保护比特的方法，具有高重要性的比特位有着较低的误比特率要求。过去大量的研究已经显示出在物理层应用 UEP 对于压缩视频的好处。除此之外，未压缩视频流包含了大量空间冗余，这些冗余可以用来克服一些像素错误。

我们已经开发出一个使用 IEEE802.15.3c AV 正交频分复用模式来支持基于 60GHz 无线网络的未压缩视频流的系统，如图 9-8 所示[1]。在视频源的应用层实施像素划分使拥有最小空间距离的像素（即相邻像素）放在不同的视频包中。如果一个重传的视频包损坏了，接收者就用其他已经接收到的包含相邻像素的包来覆盖错误的像素信息，这样就不需要进行损坏像素的重传了。MAC 层运用 AV 聚合模式来把多个视频包聚合在一个 MAC 包内。对于每个视频包，MAC 层都支持两种循环冗余码：最高有效位循环冗余码和最低有效位循环冗余码。

在物理层，信息比特位首先加扰来使输入序列随机化。然后 4 个最高有效位被解析到第一数据通道，4 个最低有效位被解析到第二数据通道。在每个数据通道上，RS 码和卷积码串联在一起来保护信息比特位。我们用汉明距离[15] $d_{min}=2t+1$ 来考虑 RS 码 (224, 216, $t=4$)[15]。我们假定色彩度（比如每个色彩的比特位数）为 8bit。但是，这个建议的系统可以很容易地用更深色彩度（即 12bit 或 16bit 色彩）扩展为其他视频流。

这两个比特流拥有不同的重要性：最高有效位比特流承载着包含高清视频质量的关键信息，而最低有效位比特流含有包含视频较不重要的信息。这样的话，相比于最低有效位的数据通道，最高有效位的数据通道就会获得更强大的保护以保证最高有效位的信息不受损害。在接收者这里，基于错误隐藏机制（RSS）的 RS 码用来克服像素错误。最后，物理层装备了能使波束朝着指定角度方向来使信噪比最大化的阵列天线。下面的小节介绍了关于支持未压缩视频流模块的详细描述。

9.3.1 像素划分

在典型的未压缩视频流中，物理相邻（空间相关）的像素通常拥有相似甚至相同的值。这种空间冗余可以利用来使拥有最小空间距离的像素划分到不同的视频包中。图 9-9 展示了 4 个相邻像素被划分到 4 个视频包的像素划分和封包体系的大概示例。如果一个视频包损坏了，一个或多个与损坏像素空间相关的像素可以用来恢复或弥补损坏像素的信息。

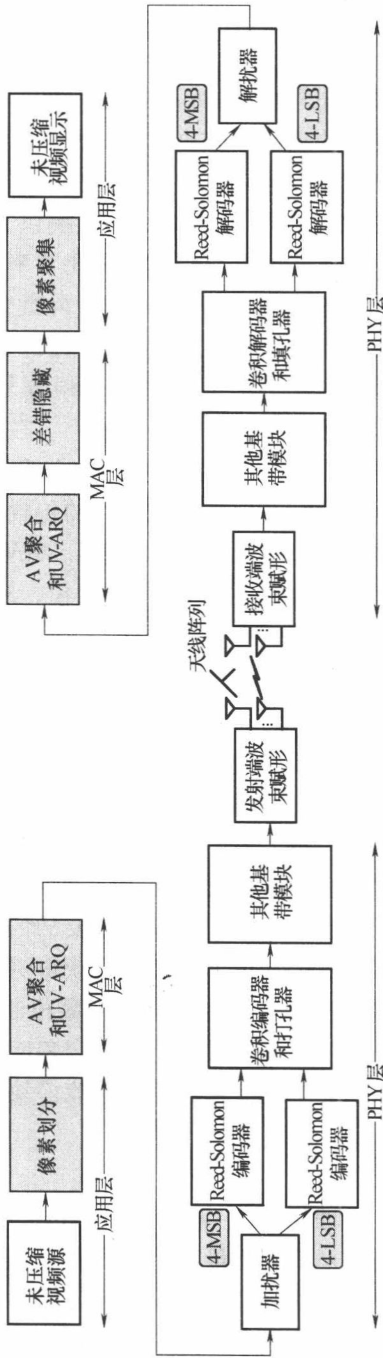


图9-8 毫米波系统发射机和接收机的框图（加阴影的模块在本章中讨论，来自© 2008 IEEE授权）

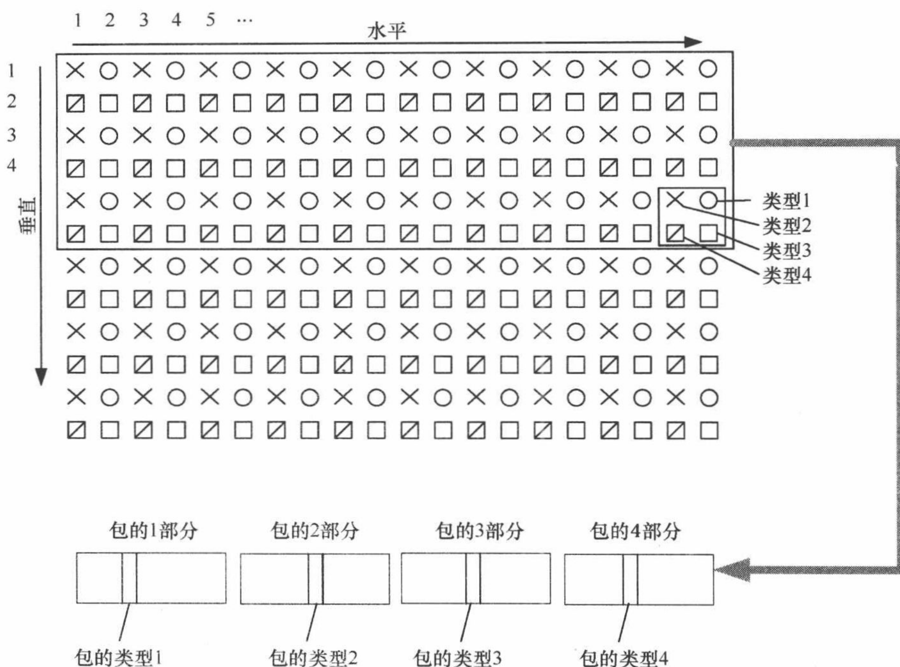


图 9-9　像素空间划分成 4 个包的示例[1]（来自© 2008 IEEE 授权）

9.3.2　未压缩视频自动重传请求

无线数据通信系统发送一个带有附加校验的数据包，接收端重新计算这个校验。如果发现校验错误，接收端申请重传整个数据包，很有可能大量的比特已经正确接收了，而发送者不得不重传整个数据包。

未压缩视频自动重传协议（UV-ARQ）改善了这个情况，它用每个视频包中确认部分的两个比特来验证最高有效位和最低有效位部分的状态。如果最高有效位部分正确接收了，就不要求重传了。否则，一个鲁棒的调制和编码模式（只用于最高有效位，见表 5-5）就用来可靠地重传最高有效位部分。图 9-10 说明了未压缩视频自动重传请求的功能，可以大致概括如下：

1）发送方在每个视频包中附加多个循环冗余码，向接收方发送这个包。

2）接收方重新计算最高有效位和最低有效位部分的校验。接收方向发送方回传包含最高有效位和最低有效位部分状态的信号。

3）如果最高有效位部分正确接收，那么接收方如图 9-10（最低有效位部分错误情况）显示的那样跳过最低有效位部分的重传。否则，发送方只重传最高有效位（最高有效位错误情况）。

4）因为保证了只重传最高有效位部分和重传原始视频包的时间相同，降低调

制率指数可以通过更高的信噪比来保护最高有效位部分的重传不受信道误差的影响。

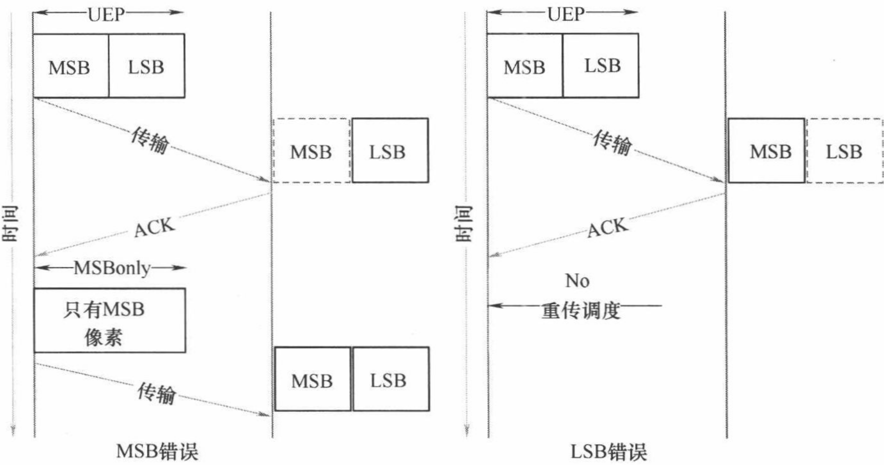


图9-10 未压缩视频自动重传请求协议顺序的说明
(如果最低有效位部分错误接收那么不进行重传[1]，来自© 2008 IEEE授权)

9.3.3 不等差错保护

不等差错误保护提供了基于不同权重的有效的保护比特位的方法。图9-11展示了一个通用不平等差错保护的结构[13]。不等差错保护假定使用了多个错误控制码块，对多个输入比特流运用不同码率 r_i。事实上，多吉比特传输系统由于处理速度的限制会不可避免地采用并行信号处理模块，所以并行或多个错误控制编码块在物理层设计中是自然而然的。

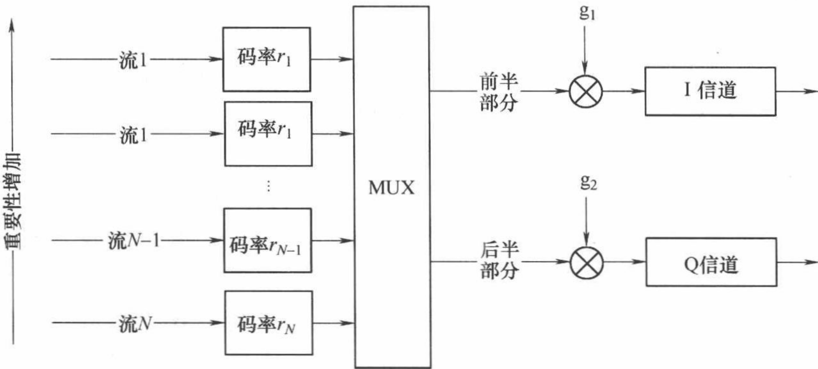


图9-11 映射和编码的不等差错保护[1]（来自© 2008 IEEE授权）

1）不等差错保护编码。将低编码率分配给重要的比特位（即最高有效位，比如第7，6，5，4 位），将高编码率分配给不那么重要的比特位（即最低有效位，如最低有效位，第3，2，1，0 位）。也可以用给在星座图中需要更多保护的比特映射的方法来提供不等差错误保护（更多讨论见 5.3 节）。

2）不等差错保护映射。映射到分支 I 的比特得到比映射到 Q 分支比特更多的保护（不平等）。这样，星座图看起来像个矩形，而每个符号的平均能量却不受影响（更多讨论见 5.3 节）。

在两种不等差错保护模式中，最高有效位的误码率降低是以最低有效位误码率提高为代价的，因为最高有效位部分被重点保护了。最高有效位和最低有效位部分独立的循环冗余码只对限制视频包错误部分中的隐藏错误有帮助。正确接收到的视频数据包部分转发到高层。图 9-12 展示了 AV OFDM 物理层下不等差错保护和平等差错保护的误码率。在 1.5 ~2dB 间最高有效位和平等错误保护的误码率有明显不同，在 1 ~2dB 间最低有效位和平等错误保护的误码率有明显不同。

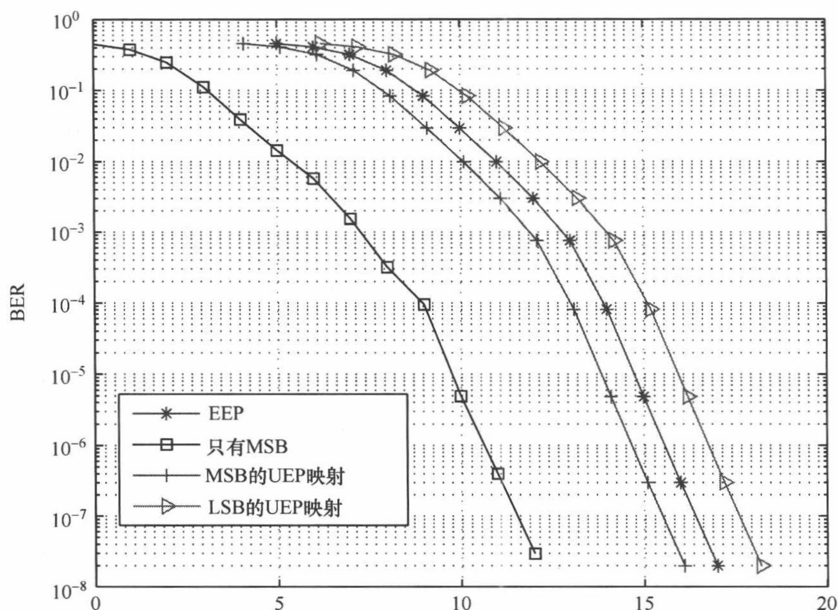


图 9-12　映射模式下等差错保护和不等差错保护的误码率（来自© 2008 IEEE 授权）

9.3.4　误差隐藏

未压缩视频需要很大的带宽用来重传，但是由于在接收方（比如高清电视）的额外延时和缓冲要求，不能有无限制的重传请求。我们要考虑一次性的最高有效位部分的重传。如果重传的包也损坏了，接收方使用在参考文献［12］中的错误隐藏。

9.3.4.1 里德所罗门码交换错误隐藏方案

我们使用里德所罗门（RS）码来隐藏像素错误。我们把损坏的视频数据包中好的（即未损坏的）RS码和相邻分区结合起来重建原始视频数据包。在研究RS码交换错误隐藏方案时，我们考虑一个从物理层到MAC层的跨层反馈。

在音视频正交频分复用模式下，每个视频数据包由100个RS码组成用来获得较高的信道效率，并满足未压缩视频对延迟限制的要求。这样每个视频数据包的长度是21600字节，一个1920×1080像素的图片均匀地分成288个视频数据包。在60GHz系统中的RS码（224，216，$t=4$）最多可以纠正4个字符（字节）的错误。如果错误字符数超过4，它标记成一个不正确的码字。利用这种来自物理层的反馈，对于每个视频数据包我们都使用这种从物理层到MAC层的跨层反馈的方式，物理层（即RS解码）向MAC层标注正确接收的码字和未正确接收的码字。之后，MAC层（或者应用层）隐藏失效RS码对视频质量的影响。被鉴定为错误的RS码要被有最小空间变化像素的正确RS码替代。对于一个视频数据包来说，如果接收端检测到了一个错误，它会采取下列步骤：

1）物理层检测到RS码时向MAC层发送信号。

2）在相同分区的其他视频数据包相同位置的RS码用来替换错误的RS码。如图9-13所示，在视频包1中的第j个RS码被错误接收了。一个来自视频数据包2、3或4的载有相邻像素的同样位置的j被用来替代错误码字。

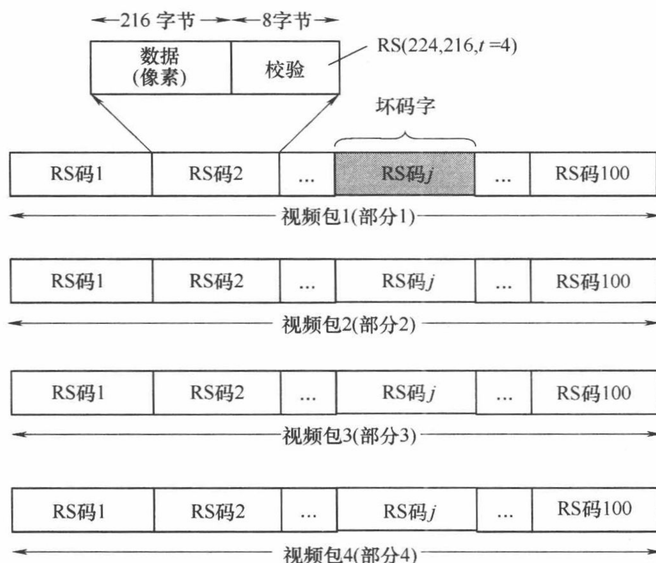


图9-13 RSS错误隐藏机制的说明（一个视频数据包由一百个RS码字构成。包1中的第j个RS码是有错的。在相同分区的其他包（包2~4）中正确接收的j可以用来隐藏错误的码[1]。来自© 2008 IEEE授权）

3）如果三个相邻分区的相同索引的 RS 码都没有正确接收而导致之前的步骤不能顺利完成，一个在损坏包（即视频数据包中的 $j+1$ 或 $j-1$）中相邻的正确的 RS 码会被用来替代错误的码字。在下一步中，其他分区相邻 RS 码会被使用。

4）最后，如果一些码字不能隐藏，就按码字本来的方式显示。

9.4　性能研究

在这一节中，我们要研究在第 9.3 节中讨论的音视频系统的性能。通过加入第 9.3 节中描述的新特性，提高了基于 ns2 的 IEEE802.15.3MAC 模拟器性能。物理层支持不等差错保护（基于映射）和平等差错保护两种模式。我们把峰值信噪比（PSNR）作为性能对比关键指标。对于一个接收到的 $N_1 \times N_2$ 的 8bit 图像来说，峰值信噪比公式如下：

$$PSNR = 20\log_{10}\left(\frac{255}{\sqrt{\frac{1}{N_1 N_2}\sum_{i=0}^{N_1-1}\sum_{j=0}^{N_2-1}\left[f(i,j) - F(i,j)\right]^2}}\right) \tag{9-1}$$

式中，$f(i,j)$ 是原视频帧的像素值；$F(i,j)$ 是显示的重建视频帧的像素值；N_1 和 N_2 分别等于 1080 和 1920，对应 1920×1080p 视频格式。计算的峰值信噪比说明了发送和接收的视频帧的差别。平均峰值信噪比被定义为

$$\overline{PSNR} = \frac{1}{K}\sum_{i=1}^{K} PSNR_i \tag{9-2}$$

式中，K 是模拟的未压缩视频帧的总数。我们从电影《亚历山大》剪辑一个片段，并模拟 1000 个帧，其中一个帧如图 9-14 所示。每个帧有 1920×1080 个像素，每个像素有 24bit（即红绿蓝各有 8bit），帧频率是 60Hz，这样这个应用的传输速率是 3.0Gbit/s。

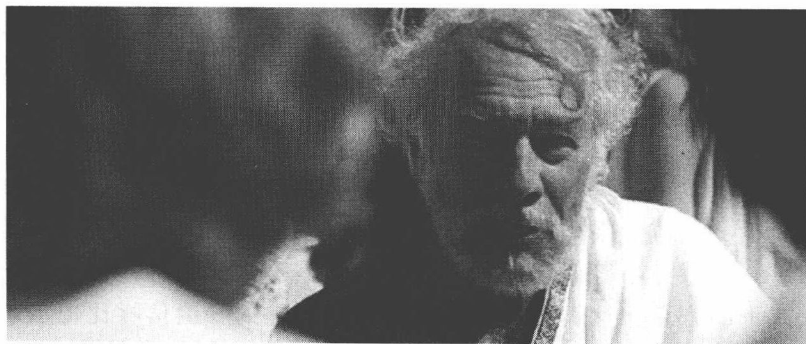


图 9-14　电影《亚历山大》中的一个片段中的一帧[1]（来自© 2008 IEEE 授权）

此系统联合使用串联RS码和卷积码。因为维特比解码器存在突发性差错，这会给RS码解码器带来相关的符号差错。从参考文献［15］中我们得到了误符率（P_w）和误码率（P_b）的关系，即

$$P_b \approx \frac{d_{min}}{n} P_w \tag{9-3}$$

式中，当RS码（224，216，$t=4$）时，$d_{min}=9$，$n=224$。当发生差错时，一个码字中的d_{min}个字节是随机排列的。我们在上一章展示了随机均匀误差的条件下60GHz通信系统的性能。在仿真研究中，视频数据用不等差错保护或平等差错保护模式编码。在两种模式下，我们都认为不存在重传并借助于RSS机制来隐藏像素错误。在进行仿真研究中，我们假设实际应用速率设为3Gbit/s，传输速率为3.807Gbit/s（见表5-5中的MCS-2和MCS-4），允许将近20%的额外带宽。我们假设MAC和其他处理使用10%的开销，这样剩余的额外带宽就用于重传不用超过视频信号时间要求的数据包总量的10%。一次性限制的重传可以提高视频信号的质量，当然这是以额外缓冲空间和处理开销为代价的。

9.4.1 不等差错保护UEP和平等差错保护EEP的作用

平等差错保护模式平等地对待视频数据包的最高有效位和最低有效位部分。在不等错误保护模式下，对峰值信噪比影响更大的最高有效位部分得到了更强的保护，同时最低有效位部分得到的保护很弱。这是因为误比特率很低（小于9.0×10^{-6}）时，平等差错保护模式的平均峰值信噪比超过了不等差错保护模式（见图9-15）。就仿真研究中误比特率来说，不平等错误保护模式总是把峰值信噪比保持在高于40dB的水平，满足好的画面质量的要求。在自适应EEP/UEP模式中也是可行的，当低误码率时使用平等差错保护模式，高误码率时使用不等差错保护模式。也注意，只是用不等差错保护模式能够在整个BER允许的范围获得较好的图片质量。

9.4.2 不等差错保护UEP的稳定性

图9-16展示了在平等差错保护和不等差错保护模式下仿真的1000个帧的峰值信噪比值，相应的平均值如图9-15所示。表9-2总结图9-15中峰值信噪比值的方差。注意，不等差错保护模式下峰值信噪比值的方差要远小于平等差错保护模式下的方差。这表明不等差错保护模式中的峰值信噪比值波动要比平等差错保护模式下要少。尽管在某些情况下，平等差错保护模式可以获得一个更高的平均峰值信噪比值，但不平等错误保护模式的稳定效果提供了更好的视觉质量。因为对于大多数人类观察者来说，图像质量波动过大会导致视觉体验

严重下降。

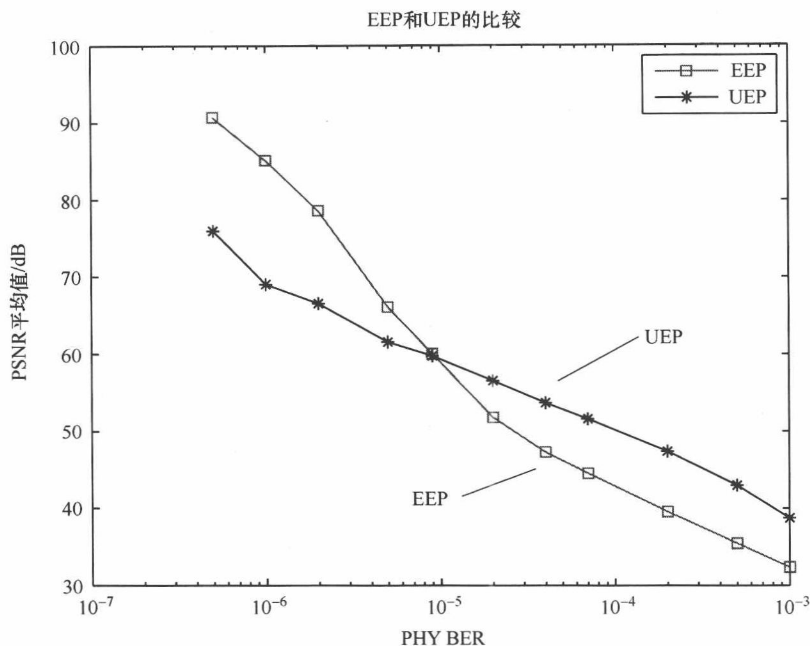


图9-15 在平等差错保护和不等差错保护模式下的平均PSNR[1]（来自© 2008 IEEE授权）

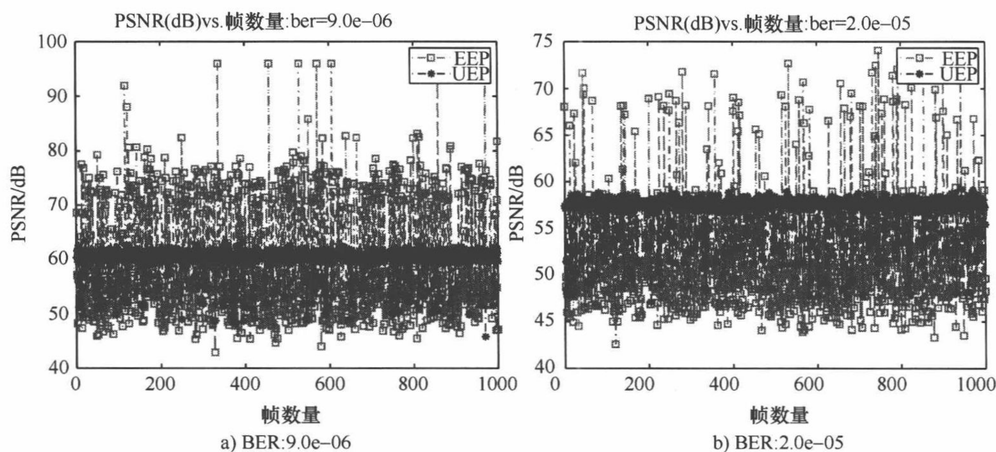


图9-16 平等差错保护和不等差错保护模式下不同误比特率值下仿真1000次对应的峰值信噪比值（平均峰值信噪比值见图9-15，[1]来自© 2008 IEEE授权）

表9-2 图9-16b中峰值信噪比值的方差（来自© 2008 IEEE授权）

PHY BER	2.0×10^{-6}	5.0×10^{-6}	9.0×10^{-6}	2.0×10^{-5}	4.0×10^{-5}	7.0×10^{-5}
EEP	245.51	196.32	112.78	32.95	10.89	9.58
UEP	6.95	4.19	5.93	5.75	5.90	5.21

9.4.3 视频质量度量评估

视频质量度量（VQM）是一种计算传送和接收视频序列的可视差别幅度的客观度量方法，视觉差距越大视频质量度量值越大。举例来说，零值代表原始和处理后视频序列间没有质量下降。从图9-17中可以看出，高误码率时不等差错保护模式的视频质量度量值要比平等差错保护模式下低。在图9-15中我们观察到了VQM和峰值信噪比度量相似的特性；但是不等差错保护/平等差错保护性能交叉点的视频质量度量值从9.0×10^{-6}变成了2.0×10^{-5}。

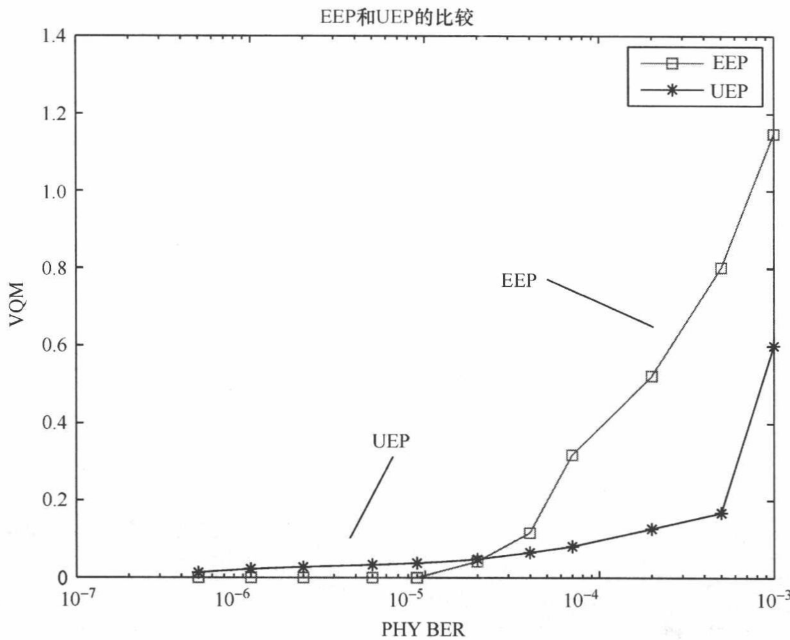


图9-17 平等差错保护模式和不等差错保护模式的视频质量度量值[1]
（来自© 2008 IEEE授权）

9.5 小结和未来的方向

随着低成本的60GHz CMOS电路的出现，毫无疑问市场上将出现大量的新设

备，这些设备可以支持不断出现的高品质未压缩视频流和快速大型文件（比如照片、高清晰度图像、音频/视频内容等）等短距离传输的应用。但是，60GHz 系统中的方向传输给 MAC 层造成了很多挑战。近几年，研究者们提出了很多基于 IEEE802.11 的支持定向和全向混合传输的 MAC 解决方法，但是在 60GHz 下很难实现全向传输。因此，类似 TDMA 的传输协议就更适合 60GHz 系统。相比于低频率信号（2.4GHz 或 2.5GHz），60GHz 信号路径损耗更高。但是，对于短距离传输（少于 10m）来说，60GHz 可以支持多吉比特数据传输速率。这两种无线频带在带宽特性和吞吐量特性上是完全不同的，然而又是互补的。基于这些原因，可以运行低频带（即 2.4GHz 和/或 2.5GHz）和高频带（60GHz）的多频带 WLAN 设备就很有吸引力了。这样，多频带基站可以发挥混合频带中各自的最优特性，低频带用来增加覆盖范围，高频带用来支持 Gbps 传输速率。但是，这需要多频带支持从 60GHz 到 2.4/5GHz 的快速切换，反之亦然[17]，这样就可以基于基站的物理距离和多频带信道情况来确定最佳的接口。

提高 60GHz 的传输范围是另一个面临的挑战。如在第 4 章中讨论的高级波束形成技术肯定会有帮助。MAC 层也会通过空间复用和与 2.4/5GHz 的频带协调的多频带网格网络的方法来提高 60GHz 传输的覆盖范围。Yang 和 Park[18] 已经提出了一些关于多频带网格网络方面的研究成果，但是这还需要更深入的研究。

参考文献

[1] Singh, H., Oh, J., Kweon, C., Qin, X., Shao, H. and Ngo, C. (2008) A 60 GHz wireless network for enabling uncompressed video communication. *IEEE Communications Magazine* **46**(12), 71–78.

[2] Ko, Y.-B., Shankarkumar, V. and Vaidya, N. (2000) Medium access control protocols using directional antennas in ad hoc networks. *Proceedings of IEEE Infocom*.

[3] Nasipuri, A., Ye, S., You, J. and Hiromoto, R. (2000) A MAC protocol for mobile ad hoc networks using directional antennas. *Proceedings of IEEE Wireless Communications and Networking Conference* (WCNC).

[4] IEEE 802.11 (2007) IEEE Standard Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications.

[5] Takai, M., Martin, J., Bagrodia, R. and Ren, A. (2003) Directional virtual carrier sensing for directional antennas in mobile ad hoc networks. *Proceedings of 3rd ACM International Symposium on Mobile Ad Hoc Networking & Computing* (MobiHoc-2003), pp. 183–193.

[6] Choudhury, R., Yang, X., Ramanathan, R. and Vaidya, N. (2002) Using directional antennas for medium access control in ad hoc networks. *Proceedings of 8th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking* (MobiCom-2002), pp. 59–70.

[7] ElBatt, T., Anderson, T. and Ryu, B. (2003) Performance evaluation of multiple access protocols for ad hoc networks using directional antennas. *Proceedings of IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, pp. 982–987.

[8] Korakis, T., Jakllari, G. and Tassiulas, L. (2003) A MAC protocol for full exploitation of directional antennas in ad-hoc wireless networks. *Proceedings of 3rd ACM International Symposium on Mobile Ad Hoc Networking & Computing* (MobiHoc-2003), pp. 98–107.

[9] Choudhury, R. and Vaidya, N. (2004) Deafness: a MAC problem in ad hoc networks when using directional antennas. *Proceedings of IEEE International Conference on Network Protocols* (ICNP), pp. 283–292.

[10] IEEE 802.15.3b (2005) Part 15.3: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for High Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs), Amendment 1: MAC Sublayer.

[11] IEEE P802.15.3c/D15 (2009) Part 15.3: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for High Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs): Amendment 2: Millimeter-Wave Based Alternative Physical Layer Extension, July.

[12] Singh, H., Niu, H., Qin, X., Shao, H., Kweon, C., Fan, G., Kim, S. and Ngo, C. (2008) Supporting uncompressed HD video streaming without retransmissions over 60 GHz wireless networks. *Proceedings of IEEE Wireless Communications and Networking Conference* (WCNC), pp. 1939–1944.

[13] Kim, S. et al. (2007) UEP for 802.15.3c PHY. IEEE 802.15-07/701r4, July.

[14] Zheng, W., Tan, Y.-P., Liu, B. and Yiin, L.-H. (1996) A novel approach to unequal error protection for image/video delivery with source detector. *Proceedings of SPIE: Video Techniques and Software for Full-Service Networks*.

[15] Benedetto, S. and Biglier, E. (1999) *Principles of Digital Transmission: with Wireless Applications*. New York: Kluwer Academic/Plenum Press.

[16] Pinson, M. and Wolf, S. (2004) A new standardized method for objectively measuring video quality. *IEEE Transactions on Broadcasting* **50**(3), 312–322.

[17] IEEE 802.11ad (2009) Very high throughput in 60 GHz. http://www.ieee802.org/11/Reports/tgad_update.htm

[18] Yang, L. and Park, M. (2008) Applications and challenges of multi-band gigabit mesh networks. *Proceedings of SENSORCOMM*, pp. 813–818.

第10章　现有的挑战和未来的方向

Alberto Valdes Garcia，Pengfei Xia，Su-Khiong（SK）Yong 和 Harkirat Singh

这本书从全局角度展示了60GHz技术的基本方面，覆盖了通信协议栈的关键层，从信道模型到媒体接入控制。现有的研究结果也说明了这项技术正在逐渐发展成熟。随着两大标准的完成、多个工业联盟的参与和第一个产品进入市场，60GHz已经奠定了其成为吉比特无线技术的主要发展趋势。然而，从这本书的内容可以看出，通信协议的每一层都面临新的挑战，这都需要一定程度的创新来克服这些挑战。另外，除了在特定的某一层的技术突破，一个成功的60GHz解决方案（技术上或经济上）需要同时考虑系统设计的各个方面。

现有的最重要的挑战和期望的突破有如下几个方面：

1）终端用户场景的完整系统评估。从本书第7、8章可以看出，一个完整的60GHz基带演示系统的实现从各个方面来说都是一个挑战性任务。撇开这个模型的实用性不说，完成不同应用环境（信道、反射、干扰等）的完整系统及评估和评测也是一项艰巨的任务。因此，在60GHz真实使用环境下得到的实验数据也具有局限性。基于这个原因，一些关于系统设计的基本问题可能得不到明确的答案，这也导致在仿真结果、有限次数的实验结果没有确定的结论。即将进行的波束偏转、吉比特传输、无线解决方案的商业部署有望提供对不同波束赋形算法、调制方式、MAC策略等方法的评估。现实中的不同方案的相对性能（成本、波形因数、延迟、吞吐量等）要等到大规模商业部署后才能比较。

2）对PHY非理想性的补偿和稳健性设计。获得的吉比特数据吞吐量不仅以高带宽为代价，而且还与载波调制信号的高准确度、低的相位噪声、高IQ相位和幅度平衡、放大器高线性、ADC和DAC准确度有关。本书第3章定量地分析了这些挑战，随着更高的数据速率需求，这些挑战将变得更加难以克服。在本文中，数字补偿和RF非理想补偿技术随着器件工艺进入纳米级变得至关重要。调制和编码技术对于这些物理层限制来说是很成熟的，这样为其提供了一个有利的优势。

3）系统级的集成封装和测试。封装和测试的成本是高容量60GHz应用的IC制造成本的主要部分。因此，可测试性技术、嵌入自测、合格裸片技术的开发将成为毫米波频率产品开发的一个重要部分。最近结果表明，考虑到模块化低成本

60GHz波束赋形方案，单个硅片上系统级集成由小数量天线阵元组成的60GHz波束赋形模块是可行的[1]。在每一级的制造和集成商将系统划分成一个或者几个集成电路和封装概念（SoC，SiP）、测试策略。最符合成本效益的解决方案是在特定的应用场景和容量下，在可测试技术、嵌入自测和合格裸片技术的开发这三方面寻找一个适当的平衡点。一个独立的也同样重要的问题是对标准验证测试方法的需求。这些在现有低载频无线技术中的集成和测试方法有助于建立一个测试和制造的环境，这将减少成本进而加速产品的开发。

4）高吞吐量和高功率效率的MAC设计。数据传输速率大于10Gbit/s的应用中的MAC层设计面临许多挑战。一个多信道方向性MAC是这些场景中本能的选择。在设备发现和资源分配方面，有效地控制方向性多信道变得很必要。这些应用场景将要求开发更智能的混合ARQ。然而，为了使60GHz技术能够应用在便携设备上，那么MAC层设计需要有助于延长电池寿命。不仅通过开发小能量管理，而且可以通过减少设备发送、波束赋形、关联和数据传输的开销来实现节能。下一代60GHz MAC将考虑这些问题。

5）高的网络吞吐量。大多现有的研究和设计将60GHz局限在单独的点对点链路。随着60GHz设备获得广泛应用，60GHz频段将变得非常拥挤。必须考虑同一时间支持多个传输（比如如何提高整体的网络吞吐量）。幸好，我们可以利用大多数60GHz传输是使用空间复用方式（SDMA）进行方向性传输的优点[2]。如果链路之间的干扰能够得到有效的控制，多方向60GHz点对点链路之间能够共存。这需要在多用户MIMO技术、干扰抑制、干扰对齐等方面做出重大研究，和之前章节讨论的MAC层并行研究开发。

6）MIMO信道模型的挑战。60GHz MIMO方案是实现多吉比特无线技术的关键。因此，基于虚拟天线或者多天线系统的60GHz MIMO信道模型需要在多种典型60GHz技术应用场景进行测量。这允许通信设计者去评估60GHz MIMO信道的数据速率和分集增益，从而设计一个鲁棒的系统。例如，作为MIMO设计关键参数，60GHz的发送和接收天线相关性信息目前还很少。虽然该频段内预期会有大量天线阵列存在，这个信息的缺乏仍然存在。类似的，也缺乏多个双极化MIMO信道模型，需要更多研究。未来60GHz系统需要这些模型，如果没有这些模型的话，这些实验实施的复杂度和成本是非常高的。

本书描述的现有的60GHz技术方法，和其他未来将出现的方法将结合起来克服以上提到的挑战，并将基于其他即将出现的毫米波吉比特技术和系统（不一定局限在60GHz频带）创建出更有效的技术。下面是几个未来方向的例子。

高数据传输速率60GHz系统：现有系统演进的趋势是获得更高的数据传输速率。一个主要驱动是对高清晰视频流的需求。根据最近发布的WIHD下一代规

范[3]，这种应用将最多需要高达 28Gbit/s 的速率的支持。如果现有的信道保持不变，超过 10Gbit/s 的数据速率只能通过信道绑定或者同时使用多并行链路才有可能实现。

远距离点对点链路：在 65 ~ 115GHz（近似地）频带内，长距离的毫米波能量的氧气吸收比 60GHz 小大约 10dB。这使得 71 ~ 76GHz 和 81 ~ 86GHz(E-band)，甚至是 100GHz 用于千米范围吉比特点对点链路成为可能[4,5]。这些频带的商业系统在 60GHz 商业产品出现之前已经存在，是基于用Ⅲ-Ⅴ半导体的单块电路微波集成电路模块而不是一个集成方案。虽然这些系统的市场容量和信道特征将与 60GHz 有很多不同，但它们也受到现有毫米波无线电的硅集成和吉比特数字调制器模块的影响。现有正在考虑的 E-band 的一个应用是减少蜂窝网络回传链路的拥塞问题[6,7]。

在数据中心和数字系统中的无线网络：数据中心是全世界信息科技基础的主干网络。最近几年，随着对数据处理容量的要求提高、对能量消耗减少的需求和其他一些重要因素的出现，使得必须重新考虑其架构。有效的网络结构是实现这些大量数据服务器的关键。从现有情况来说，增加光纤和电缆连接的带宽是唯一的选择。然而，吉比特无线链路的可实现性使得数据中心将可以用它来取代现有网络方案[8,9]。比数字中心（即片上系统）更小封装的高密度的数字系统将面临联网的问题。在这些情况下，毫米波的传播特性被认为是毫米距离内有线连接的一个可替代的方法[10]。

在接下来的几年，现在我们认为的新兴技术将成为下一代一系列设计、开发、利用无线电通信重大创新的起点。

参 考 文 献

[1] Wambacq, P., Raczkowski, K., Ramon, V., Vasylchenko, A., Enayati, A., Libois, M. et al. (2009) Low-cost CMOS-based receive modules for 60 GHz wireless communication. *IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuits Symposium*, pp. 1–4, October.

[2] Xia, P., Yong, S. K., Ngo, C. and Oh, J. (2008) A practical SDMA protocol for 60 GHz millimeter wave communications. *42nd Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, October.

[3] Wireless HD Next Generation Specification Announcement, http://www.wirelesshd.org/pdfs/WiHD%20Next%20Gen%20Jan10%20FINAL.pdf

[4] Wells, J. (2009) Faster than fiber: The future of multi-Gbs wireless. *IEEE Microwave Magazine*, **10**(3), 104–112.

[5] Kosugui, T., Hirata, A., Nagatsuma, T. and Kado, Y. (2009) MM-wave long-range wireless systems. *IEEE Microwave Magazine*, **10**(2), 68–76.

[6] Chia, S., Gasparroni, M. and Brick, P. (2009) The next challenge for cellular networks: backhaul. *IEEE Microwave Magazine*, **10**(5), 54–66.

[7] Lockie, D. and Peck, D. (2009) High-data-rate millimiter-wave radios. *IEEE Microwave*

Magazine, **10**(5), 75–83.

[8] Ramachadran, K., Kokku, R., Mahindra, R. and Rangarajan, S. (2008) 60 GHz data-center networking: wireless worry less? NEC Technical Report, July.

[9] Kandula, S., Padhye, J. and Bahi, P. (2009) Flyways to de-congest data center networks. *Eighth ACM Workshop on Hot Topics in Networks*, October.

[10] Kawasaki, K. et al. (2010) A millimeter-wave intra-connect solution, *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, pp. 414–415, February.



国际视野 科技前沿

国际信息工程先进技术译丛

《实现吉比特传输的60GHz无线通信技术》
《内容分发网络》
《全面的功能验证：完整的工业流程》
《无线**Mesh**网络架构与协议》
《**UMTS**蜂窝系统的**QoS**与**QoE**管理》
《半导体制造与过程控制基础》
《**WCDWA**原理与开发设计》
《下一代移动系统：**3G/B3G**》
《**IMS:IP**多媒体概念和服务》（原书第2版）
《下一代无线系统与网络》
《深入浅出**UMTS**无线网络建模、规划与自动优化：理论与实践》
《**HSDPA/HSUPA**技术与系统设计——第三代移动通信系统宽带无线接入》
《无线传感器及元器件：网络、设计与应用》
《印制电路板——设计、制造、装配与测试》
《**IPTV**与网络视频：拓展广播电视的应用范围》
《多电压**CMOS**电路设计》
《微电子技术原理、设计与应用》
《蜂窝网络高级规划与优化**2G/2.5G/3G/…**向**4G**的演进》
《基于蜂窝系统的**IMS**——融合电信领域的**VoIP**演进》
《无线网络中的合作原理与应用》
《电生理学方法与仪器入门》
《移动电视：**DVB-H**、**DMB**、**3G**系统和富媒体应用》
《环境网络：支持下一代无线业务的多域协同网络》
《基于射频工程的**UMTS**空中接口设计与网络运行》
《未来**UMTS**的体系结构与业务平台：全**IP**的**3G CDMA**网络》
《**UMTS-HSDPA**系统的**TCP**性能》
《宽带无线通信中的空时编码》
《数字图像处理》（原书第4版）
《基于4G系统的移动服务技术》
《吉规模集成电路互连工艺及设计》
《高性能微处理器电路设计》



上架指导 工业技术／电子技术／信息通信



ISBN 978-7-111-40130-8
定价：69.80元

[General Information]
书名=实现吉比特传输的60GHz无线通信技术
页数=228
SS号=13310141